

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра електромеханічних та комп'ютерних систем

До захисту допущено

Завідувач кафедри


(підпис)

Інна НЕФЬОДОВА
(ім'я, прізвище)

« 05 » грудня 2024 року

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА (ПРОЄКТ)

рівень вищої освіти другий (магістерський)

спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

освітньо-професійна Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

тема «Синтез електромеханічної системи із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти»

Виконав(ла)

здобувач(ка) групи БЗ-П23мг
(шифр групи)

Ганна ІЗВЕСКОВА
(ім'я, прізвище)

Керівник роботи

к.т.н., доц. Борис КОБИЛЯНСЬКИЙ
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

Рецензент роботи

к.т.н., доц. Юрій ЗАЧЕПА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)


(підпис)


(підпис)

Засвідчую, що у цій роботі
немає цитат та вилучень з
праць інших авторів без
відповідних посилань
здобувач (ка)


(підпис)

Харків – 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ІННІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут

Кафедра Електромеханічних та комп'ютерних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ


(підпис)

Завідувач кафедри
Інна НЕФЬОДОВА
(ім'я, прізвище)

«08» жовтня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Ізвєкова Ганна Вікторівна

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти

керівник роботи Кобилянський Борис Борисович, к. т. н., доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-53232

2. Строк подання здобувачем роботи «02» грудня 2024 р.

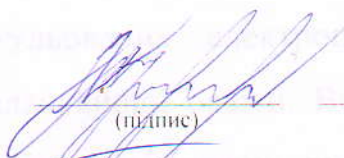
3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та силового електрообладнання, математична модель електромеханічного об'єкта, розрахунок статичних та динамічних параметрів електроприводу, синтез системи керування та дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи шляхом моделювання.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Огляд літературних джерел, нових розробок, опублікованих даних та іншої інформації, пов'язаної з темою роботи
2	Обґрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти
5	Розробка електромеханічної системи із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти
6	Оформлення першого варіанту тексту, подання його на ознайомлення науковому керівнику
7	Усунення недоліків, написання остаточного варіанту тексту, оформлення дипломної роботи
8	Подання роботи на кафедру, перевірка на плагіат та зовнішнє рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК

5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

Здобувач(ка)


(підпис)

Ганна ІЗВЕКОВА

(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


(підпис)

Борис КОБИЛЯНСЬКИЙ

(ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Для досягнення поставленої мети використовуються різноманітні методи дослідження, зокрема, аналітичні розрахунки, моделювання системи ПЧ-АД з ШІМ за допомогою сучасних програмних продуктів, а також експериментальні дослідження на лабораторному обладнанні. Цей підхід дозволяє отримати точні дані про ефективність роботи та характеристики системи.

Об'єктом розробки є система частотного перетворювача (ПЧ) з асинхронним двигуном (АД), яка реалізує широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ). Основною метою цього дослідження є вивчення різних режимів роботи системи ПЧ-АД з використанням широтно-імпульсної модуляції.

Отримані результати можуть бути впроваджені для підвищення якості навчання з теми частотно-регульованих електроприводів з широтно-імпульсною модуляцією в закладах вищої освіти. Вони створюють умови для глибшого розуміння принципів роботи таких систем, що в свою чергу може сприяти покращенню підготовки фахівців у галузі електротехніки та автоматизації. Ця робота також має потенціал для застосування в розробці нових технологій та інновацій у сфері електроприводів, що підвищить їх ефективність і енергоефективність у промислових додатках.

ДВИГУН, ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНА
МОДУЛЯЦІЯ, IGBT-МОДУЛЬ, КЕРОВАНІЙ ТИРИСТОРНИЙ
ВИПРЯМЛЯЧ, ТРАНЗИСТОРНИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ,
МІКРОКОНТРОЛЕР, СИСТЕМА, ДИНАМІКА, ЕНЕРГЕТИКА,
СОЦЕФЕКТ.

ABSTRACT

To achieve this goal, various research methods are used, in particular, analytical calculations, modeling of the frequency converter-AD system with PWM using modern software products, as well as experimental studies on laboratory equipment. This approach allows you to obtain accurate data on the efficiency of the system and its characteristics.

The object of development is a frequency converter (FC) system with an asynchronous motor (AD), which implements pulse-width modulation (PWM). The main purpose of this research is to study different operating modes of the frequency converter-AD system using pulse-width modulation.

The results obtained can be implemented to improve the quality of teaching on the topic of frequency-controlled electric drives with pulse-width modulation in higher education institutions. They create conditions for a deeper understanding of the principles of operation of such systems, which in turn can contribute to improving the training of specialists in the field of electrical engineering and automation. This work also has the potential to be applied in the development of new technologies and innovations in the field of electric drives, which will increase their efficiency and energy efficiency in industrial applications.

MOTOR, FREQUENCY CONVERTER, PULSE WIDTH MODULATION, IGBT MODULE, CONTROLLED THYRISTOR RECTIFIER, TRANSISTOR VOLTAGE INVERTER, MICROCONTROLLER, SYSTEM, DYNAMICS, ENERGY, SOCIAL EFFECT.

Вступ

Частотно-регульовані електроприводи змінного струму, зокрема асинхронні, стали основним типом регульованого промислового електроприводу. Це пояснюється відомими перевагами електроприводів змінного струму порівняно з приводами постійного струму, такими як здатність до рекуперації енергії в мережу та контроль коефіцієнта потужності. З того часу, як були усунені проблеми з високою вартістю і ненадійністю силової напівпровідникової техніки, масове впровадження регульованих електроприводів змінного струму значно зросло. Хоча ціни на перетворювачі залишаються високими, зростання вартості енергоносіїв спонукає до заміни нерегульованих приводів (наприклад, на насосних станціях і повітродувках) на регульовані, а також до оновлення регульованих електроприводів на більш сучасні (наприклад, для конвеєрних систем).

Під цифровим управлінням розуміють не лише безпосереднє керування з мікроконтролера кожним ключем силового перетворювача (інвертора і керованого випрямляча), а й можливість безпосереднього введення сигналів зворотного зв'язку (дискретних, аналогових або імпульсних) в мікроконтролер з подальшою програмно-апаратною обробкою. Це призводить до створення одноплатних контролерів для приводів, де вбудована система управління проектується як однокристальна і інтегрується разом з силовим перетворювачем і виконавчим двигуном.

Аналіз продукції провідних світових виробників системи приводу та опублікованих наукових досліджень в цій області дозволяє виділити кілька явних тенденцій у розвитку цифрового електроприводу. Перевага надається приводам з короткозамк

1 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ В СИСТЕМІ ПЧ-АД

Частотний спосіб регулювання швидкості асинхронних двигунів є самим економічним у порівнянні з іншими відомими способами. Можливість регулювання швидкості АД зміною частоти відповідно з вираження швидкості ідеального холостого ходу [2]:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{p_i} f_1. \quad (1.1)$$

де f_1 – частота напруги обмотки статора; p_i – число пар полюсів двигуна.

З частоту напруги на обмотці статора, можна отримати різні швидкості ідеального холостого ходу. Як видно з виразу (1.1), залежність швидкості є лінійною. Механічні характеристики асинхронного двигуна (АД) при частотному регулюванні швидкості можуть суттєво відрізнятись від природних характеристик.

Якщо амплітуда напруги, що подається на обмотку статора, залишається постійною, то при зменшенні частоти пусковий і критичний моменти двигуна зростають, а жорсткість механічних характеристик збільшується. Однак при фіксованій напрузі джерела живлення U , зі зменшенням частоти спостерігається різке збільшення струму намагнічування та статора, що призводить до насичення магнітної системи двигуна. В результаті цього значно зростають електричні та магнітні втрати.

Для покращення техніко-економічних показників двигуна під час зміни частоти важливо регулювати амплітуду напруги U як функцію частоти і моменту навантаження M . Таким чином, залежність U від частоти та моменту навантаження відображає закон частотного керування

:

$$U_1 = U_1(f_1, M). \quad (1.2)$$

Повною мірою закони частотного керування виду (1.2) реалізуються в замкнутих системах автоматичного керування електроприводами. У розімкнених системах керування напруга U , звичайно регулюється у функції від частоти f_1 :

$$U_1 = U_1(f_1).$$

При певних алгоритмах перемикання силових ключів і властивостях джерела живлення інвертора ДПЧ із АІН забезпечують задану форму вихідної напруги, а ДПЧ із АІС – задану форму вихідного струму незалежно від параметрів навантаження з можливістю роздільного регулювання амплітуди та частоти основної гармоніки вихідної напруги або струму інвертора. Широке застосування в регульованих асинхронних електроприводах знаходить такий вид ДПЧ, як перетворювач частоти з автономним інвертором напруги. Більшість перетворювачів частоти з АІН, що випускають, призначені для регулювання швидкості обертання трифазних АД, мають схему силових ланцюгів, наведену на рис. 1.1.

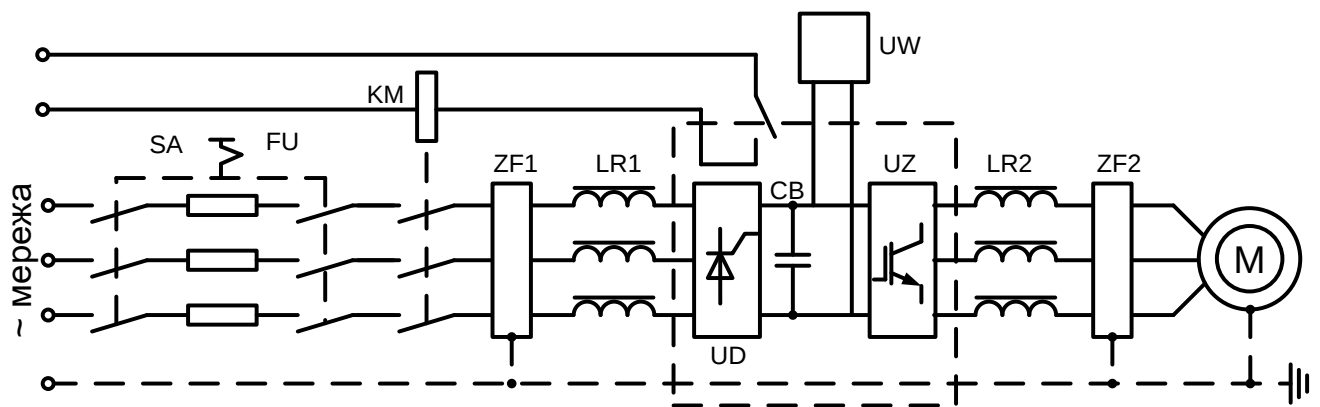


Рисунок 1.1. Схема силових ланцюгів частотно-регульованого асинхронного електропривода: SA – головний вимикач; FU – лінійні запобіжники; KM – головний контактор; ZF1 – вхідний фільтр; LR1 – вхідний реактор; UD – випрямляч; CB – фільтр ланки постійного струму; UW – пристрій гальмування; UZ – автономний інвертор напруги; LR2 – вихідний реактор; ZF2 – вихідний фільтр; М – асинхронний двигун.

Перетворювач частоти з АІН (див. рис . 1.1) не дозволяє забезпечувати двосторонній обмін енергією між мережею й двигуном, тому що в ньому використовується керований випрямляч на тиристорах (що в режимі ШІМ працює, як некерований випрямляч). При генераторному гальмуванні енергія, що віддає двигун, розсіюється в елементах інвертора та резисторі гальмового пристрою, що підключається до шин постійного струму через керований напівпровідниковий ключ.

У тих випадках, коли для здійснення режимів електропривода вигідний обмін енергією між мережею й двигуном, двозвенні перетворювачі частоти з АІН містять замість керованого випрямляча активний випрямляч напруги. Випрямляч і інвертор у таких перетворювачах виконуються по ідентичних схемах, які працюють у режимі ШІМ.

Форма вихідної напруги або струму інвертора, іншими словами кількість гармонік у напрузі або струмі, повинні бути визначені при розробці досить ретельно. Отримання на виході напруги (струму) близького до синусоїдального є важливим завданням, оскільки в протилежному випадку погіршується коефіцієнт потужності, зростають електромагнітні перешкоди та шуми як на силових виводах, так і в ланцюгах керування. Безліч навантажень, таких, наприклад, як електромеханічні датчики, вимагають синусоїдальності напруги. Тим більше від інвертора потрібна синусоїдальна напруга, якщо він входить до складу джерела безперебійного живлення і його вихідна напруга повинна в якісь проміжки часу замінити мережу змінного струму [3].

Складність даного питання полягає в тому, що поліпшення якості вихідної напруги тільки встановленням LC-фільтра може виявитися неможливим або невигідним. Зокрема, прагнучи зменшити небажані гармоніки на виході, збільшуючи L і C фільтра, відбувається неминуче зниження амплітуди першої (основної) гармоніки. Із цих причин в інверторах застосовуються активні методи зниження гармонік, які сполучаються з постановкою фільтрів, тобто з пасивними методами.

Для отримання напруги, наближеної до синусоїди, застосовують ШІМ або АІН, які технічно можуть виконуватися різними способами.

Перш ніж розглядати окремі види модуляції, необхідні для формування вихідної напруги, близької до синусоїдального, визначимо вимоги до імпульсної напруги, які дозволяють отримати вихідну напругу при найменшому об'ємі LC-фільтра.

Критерієм оцінки синусоїдальності кривої будемо вважати коефіцієнт гармонік $K_{\omega\omega}$, що можна отримати на виході фільтра, підключеного до імпульсної напруги інвертора. Оцінка проводиться при використанні звичайного LC-фільтра нижніх частот, широко застосовуваного в DC-DC перетворювачах.

Нехай $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – власна частота фільтра, а ω_1 – перша гармоніка напруги на виході інвертора. Відношення двох названих частот назовемо ω_* – параметр, що характеризує фільтр:

$$\omega_* = \omega_1 / \omega_0 = \omega_1 \sqrt{LC}. \quad (1.3)$$

Без обліку навантаження, вважаючи, що комплексний опір вихідного конденсатора фільтра набагато менше опору навантаження, отримаємо передатну функцію LC-фільтра:

$$W(s) = \frac{U_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(s)}{U_{\hat{a}\hat{o}}(s)} = \frac{1/sC}{sL + 1/sC} = \frac{1}{s^2 LC + 1}.$$

Зробивши заміну $s = j\omega$ (тут ω – поточна частота), визначимо амплітудно-фазову характеристику фільтра.

$$W(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \quad (1.4)$$

Зміст виразу (1.4) зводиться до того, що при частоті $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ відношення амплітуди напруги на виході до амплітуди

напруги на вході фільтра прагне до нескінченності (ми знехтували навантаженням фільтра). Крім того, при всіх частотах у спектрі імпульсної вихідної напруги більших, ніж перша (основна), модуль $W(j\omega)$ зменшується, що говорить про подавлення будь-якої гармоніки напруги більше високої, ніж перша. Швидкість зниження модуля $W(j\omega)$, якщо виражати його в децибелах, дорівнює - 40 дБ/дек. Знак мінус, що отримуємо у правій частині (1.4) при всіх $\omega > \omega_0$, свідчить про те, що вихідна напруга перебуває строго в протифазі із вхідним (це знову є наслідком нехтування навантаженням інвертора).

Позначимо модуль $W(j\omega)$ як k_{Un} – коефіцієнт передачі фільтра по напрузі n-й гармоніки.

Тоді:

$$k_{Un} = |W(j\omega)| = \frac{1}{\omega^2 LC - 1} = \frac{1}{n^2 \omega_*^2 - 1}. \quad (1.5)$$

Умовно приймається, що для першої гармоніки коефіцієнт передачі фільтра k_{U1} в (1.5) дорівнює одиниці.

Підставимо k_{Un} з (1.5) у вираження для коефіцієнта гармонік. У результаті отримаємо:

$$K_{\infty} = 110 \sqrt{\sum_{n=n_{min}}^{n=\infty} \left(\frac{U_n}{n^2 \omega_*^2 - 1} \right)^2 \frac{1}{U_1^2}}, \quad (1.6)$$

де U_1 і U_n - амплітуди першої та n-й гармонік напруги на вході фільтра.

Фільтр буде мати найменший об'єм при мінімальному значенні ω_* , що слідує з (1.3). Задане значення K_{∞} легше забезпечується фільтром мінімального обсягу (ω_* мінімально), якщо в спектрі напруги на вході фільтра не просто відсутні кілька довільних гармонік, тобто деякі U_n

дорівнюють нулю, а відсутні нижчі гармоніки, які фільтром послабляються найбільше важко. У цьому полягає зміст співвідношення (1.6).

$$U_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(\omega t) \cos n\omega t d\omega t, \quad (1.7)$$

де $n = 1, 3, 5, \dots$ – номер гармоніки; $\omega = 2\pi/T$ – частота основної (першої) гармоніки.

З (1.7) для імпульсної напруги отримаємо:

$$U_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi D/2} u(\omega t) \cos n\omega t d\omega t = \frac{4U}{\pi n} \sin n \frac{\pi D}{2}. \quad (1.8)$$

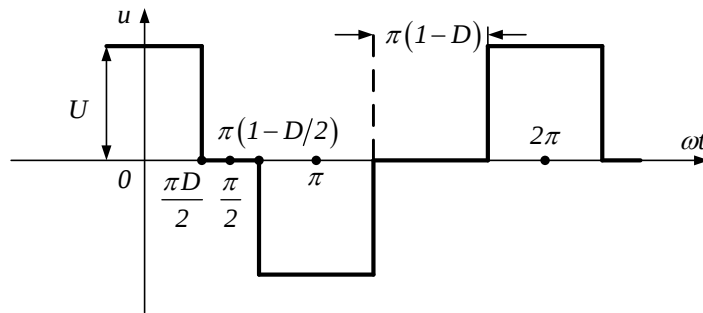


Рисунок 1.2. ШІМ з однократною модуляцією.

Для виключення третьої гармоніки тривалість половини імпульсу в кутових одиницях згідно (1.8) повинна дорівнювати:

$$\frac{\pi D}{2} = \pi/3. \quad (1.9)$$

П'ята гармоніка буде відсутня, якщо має місце рівність:

$$\frac{\pi D}{2} = \pi/5. \quad (1.10)$$

$$U_n = \frac{4}{\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi D}{2}}^{\alpha + \frac{\pi D}{2}} U \cos n\omega t = \frac{4U}{\pi n} \sin n\omega t \Big|_{\alpha - \frac{\pi D}{2}}^{\alpha + \frac{\pi D}{2}} =$$

$$= \frac{8U}{\pi n} \sin\left(n \frac{\pi D}{2}\right) \cos n\alpha.$$
(1.11)

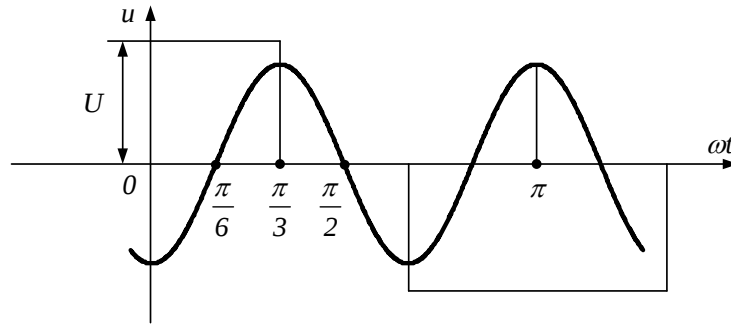


Рисунок 1.3. Рівність позитивної і негативної площ функції $-\cos \omega t$ на інтервалі $0 \dots \pi/3$ показує, що третя гармоніка виключається з ряду Фур'є.

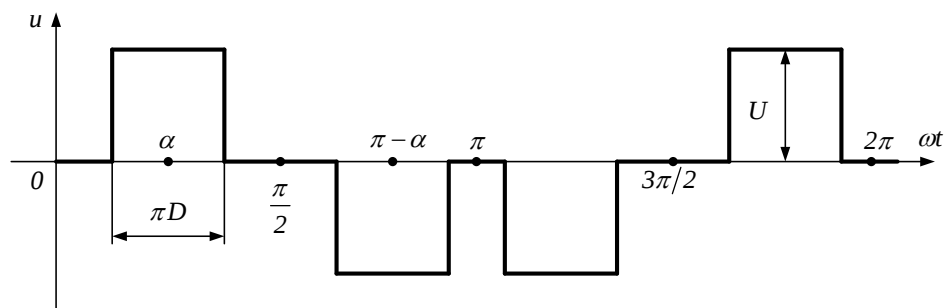


Рисунок 1.4. Напряга з одним нульовим проміжком між імпульсами.

Як показує останнє співвідношення, вибираючи кут $\alpha = \pi/6$, можна усунути третю гармоніку при будь-якому значенні πD від 0 до $\pi/3$; при $\alpha = \pi/10$ буде відсутня п'ята гармоніка, значення πD може при цьому змінюватися від 0 до $\pi/5$. Одночасно не можуть бути усунені обидві низькі

гармоніки – третя і п'ята.

Коефіцієнти ряду Фур'є ($n = 1, 3, 5, \dots$) визначаються із загального співвідношення (1.3):

$$\begin{aligned}
 U_n &= \frac{4}{\pi} U \left(\int_0^{\pi D_1/2} \cos n\omega t + \int_{\alpha - \frac{\pi D_2}{2}}^{\alpha + \frac{\pi D_2}{2}} \cos n\omega t \right) = \\
 &= \frac{4U}{\pi n} \left\{ \sin\left(\frac{n\pi D_1}{2}\right) + \sin\left[n\left(\alpha + \frac{\pi D_2}{2}\right)\right] - \sin\left[n\left(\alpha - \frac{\pi D_2}{2}\right)\right] \right\}.
 \end{aligned}
 \tag{1.12}$$

Нехай кут, при якому закінчується останній імпульс в першій чверті періоду, тобто $\alpha + \frac{\pi D_2}{2}$, рівний $\pi/3$. Використаємо (1.12) та визначимо при даній умові, чи можливе одночасне усунення третьої та п'ятої гармонік в спектрі. З (1.12) отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} \sin(3\pi D_1/2) - \sin[3(\alpha - \pi D_2/2)] = 0; \\ \sin(5\pi D_1/2) - \sin[5(\alpha - \pi D_2/2)] = \sqrt{3}/2. \end{cases}$$

Вирішуючи останню систему рівнянь чисельним методом, надамо значення тривалості імпульсу πD_1 і різниці $\alpha - \pi D_2/2$:

$$\begin{aligned}
 \pi D_1 &= \frac{4}{15} \pi; \\
 \alpha - \pi D_2/2 &= \frac{3}{15} \pi.
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

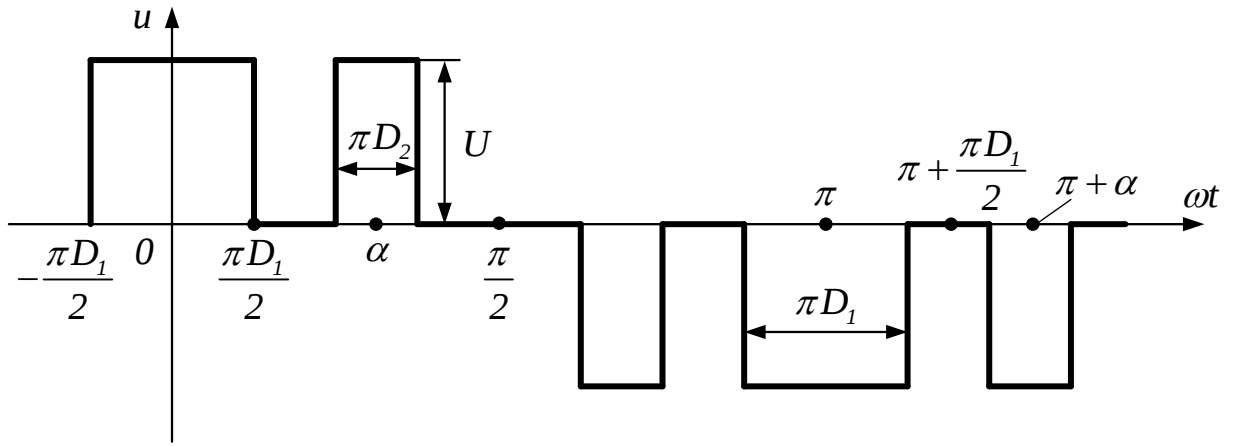


Рисунок 1.5. Напряга з двома нульовими проміжками між імпульсами.

Оскільки сума кутів $\alpha + \pi D_2/2$ дорівнює $\pi/3$, отримаємо:

$$\alpha = \frac{4}{15}\pi; \quad (1.14)$$

$$\pi D_2 = \frac{2}{15}\pi. \quad (1.15)$$

Коефіцієнти, що визначають амплітуди непарних гармонік (амплітуди парних гармонік дорівнюють нулю), визначаються з (1.7):

$$\begin{aligned} U_n &= \frac{4}{\pi} U \left(\int_{\alpha_1 - \pi D/2}^{\alpha_1 + \pi D/2} \cos n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_2 - \pi D/2}^{\alpha_2 + \pi D/2} \cos n\omega t d\omega t \right) = \\ &= \frac{8}{\pi n} U \sin\left(n \frac{\pi D}{2}\right) \cdot \cos[\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2]. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Складемо систему рівнянь, яка визначає відсутність всіх гармонік кратних трьом і п'яти одночасно:

$$\begin{cases} \cos k3\alpha_1 + \cos k3\alpha_2 = 0; \\ \cos k5\alpha_1 + \cos k5\alpha_2 = 0. \end{cases} \quad (1.17)$$

де k – номер кратності гармонік (1,3,5...). Для вирішення системи (1.17) приведемо її до вигляду:

$$\begin{cases} \cos\left(k3\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) + \cos\left(k3\frac{\alpha_{21} + \alpha_1}{2}\right) = 0; \\ \cos\left(k5\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) + \cos\left(k5\frac{\alpha_{21} + \alpha_1}{2}\right) = 0. \end{cases} \quad (1.18)$$

Остання система дозволяє отримати аналітичне рішення:

$$\alpha_1 = \frac{1}{15}\pi; \alpha_2 = \frac{4}{15}\pi.$$

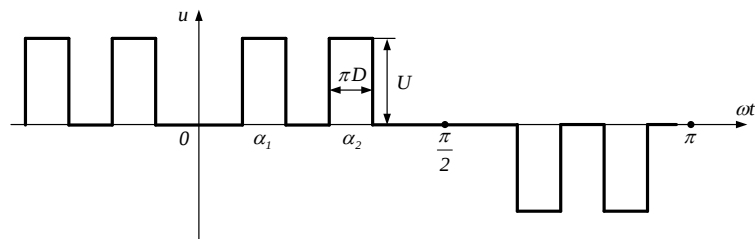


Рисунок 1.6. Напряга з трьома нульовими проміжками між імпульсами.

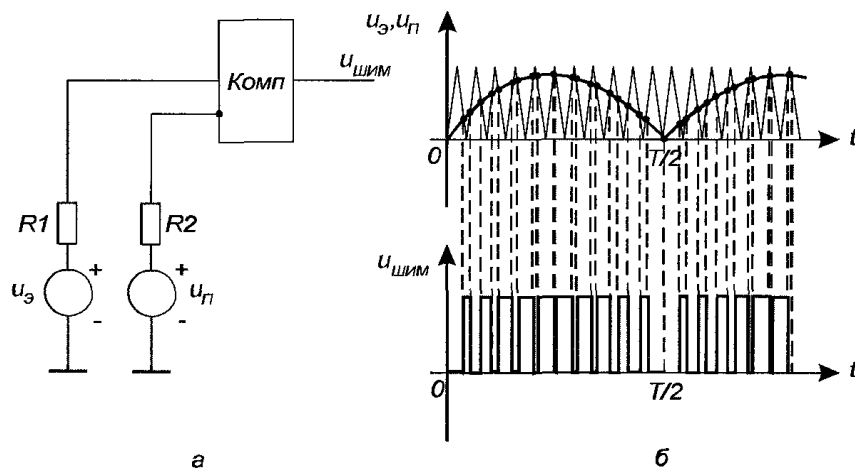


Рисунок 1.7. Отримання послідовності імпульсів, модульованої по синусоїдальному закону: а) схема включення компаратора з аналоговим

синусоїдальним і пилкоподібним високочастотним сигналами на його входах; б) діаграми напруг на входах компаратора і його виході

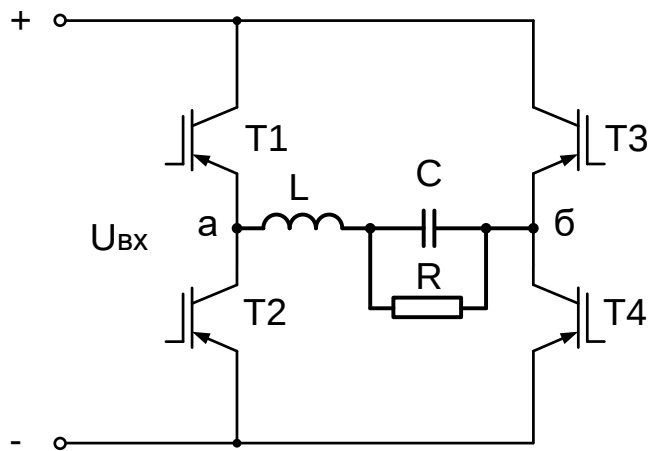


Рисунок 1.8. Мостовий інвертор з синусоїдальною ШІМ ключів

Використовуючи визначення коефіцієнта гармонік, знайдемо його значення для прямокутної імпульсної напруги без пауз протягом напівперіоду:

$$K_{\tilde{a}} = 100 \sqrt{\left(\frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_1} \right)^2 - 1} = 100 \sqrt{\left(\frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{\frac{4}{\sqrt{2}} U_{\hat{a}\hat{o}}} \right)^2 - 1} = 48,3\%.$$

Якщо тривалість імпульсу в кутових одиницях (πD) складає $2\pi/3$, що відповідає відсутності гармонік кратних трьом, коефіцієнт гармонік дорівнює:

$$K_{\tilde{a}} = 100 \sqrt{\left(\frac{U_{\hat{a}\hat{o}} \sqrt{2/3}}{\frac{4U_{\hat{a}\hat{o}}}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \right)^2 - 1} = 31,1\%.$$

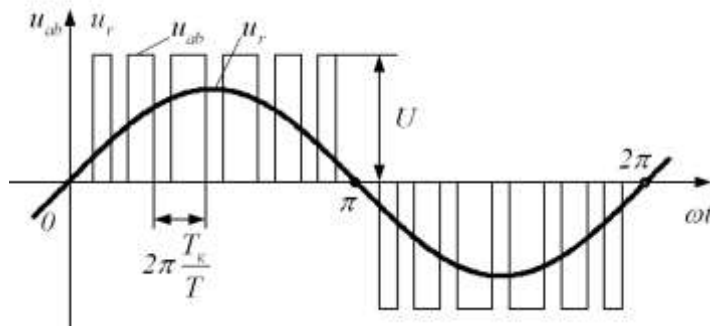


Рисунок 1.9. Діаграми напруг в точках a, b і на навантаженні R, де T – період вихідної напруги, $\hat{O}_e$ – період частоти комутації ключів

Нарешті, можна визначити коефіцієнт гармонік імпульсної напруги, модульованої по синусоїді в напівперіоді основної частоти (рис. 1.9). Можна вважати, що при зміні коефіцієнта заповнення імпульсів від нуля до одиниці його миттєве значення на напівперіоді T може бути записано як:

$$d = \sin \omega t. \quad (1.19)$$

Діюче значення напруги окремого імпульсу з амплітудою $U_{\hat{a}\hat{o}}$ (рис. 1.9) дорівнює:

$$u_{\hat{a}} = U_{\hat{a}\hat{o}} \sqrt{d} = U_{\hat{a}\hat{o}} \sqrt{\sin \omega t}. \quad (1.20)$$

Діюче значення імпульсної напруги на рис. 1.9 можна записати, використовуючи визначення даного значення:

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_{\hat{a}}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} U_{\hat{a}\hat{o}}. \quad (1.21)$$

Припустимо, що зміна d відбувається по синусоїдальному закону від нуля до одиниці, амплітудне значення першої гармоніки складе $U_{\hat{a}\hat{o}}$, а діюче – $U_{\hat{a}\hat{o}} / \sqrt{2}$. Отже, коефіцієнт гармонік імпульсної напруги, показаної на рис. 1.9, рівний:

$$K_a = 100 \sqrt{\left(\frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}} U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_{\hat{a}\hat{o}}/\sqrt{2}} \right)^2} - 1 = 52,3\%.$$

Формування ШІМ можливе по двох схемах – розімкненій і замкнутій. На практиці найбільш широко використовуються схеми з розімкненим циклом генерації ШІМ. В таких схемах як вхідний сигнал використовується просторовий вектор завдання $u^*(t)$, а комутована трифазна напруга формується комутацією напруги постійного струму U_d так, щоб середній за часом нормований фундаментальний просторовий вектор $u(t)$ дорівнював усередненому за часом вектору завдання напруги. Загальна структура розімкненого циклу генерації ШІМ представлена на рис. 1.10.

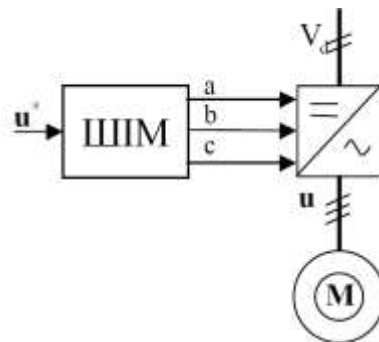


Рисунок 1.10. Структурна схема генерації ШІМ

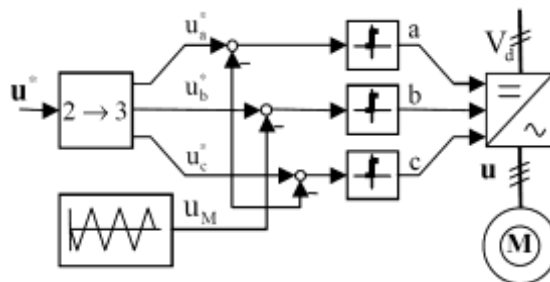


Рисунок 1.11. Блок-схема формування трифазної скалярної ШІМ

Три компаратори порівнюють задані напруги для кожної з фаз з трикутною несучою напругою u_M . Поки задана напруга менше несучого, на виході компаратора 0, при перевищенні заданої напруги над несучою, вихід компаратора змінює свій стан на 1. Виходи компараторів a, b, c – це керуючі сигнали для транзисторів фаз, що знаходяться в плечах, А, В, С, відповідно, причому значення 1 відповідає замкнутому верхньому ключу, а 0 – нижньому. В результаті на вхід інвертування, зображеного на рис. 3, поступає комутаційна функція задана вектором перемикання $p = (a, b, c)^T$. Керуючі сигнали a', b', c' , які подаються на ключі Q_2, Q_4, Q_6 , є інверсними сигналам для a, b, c.

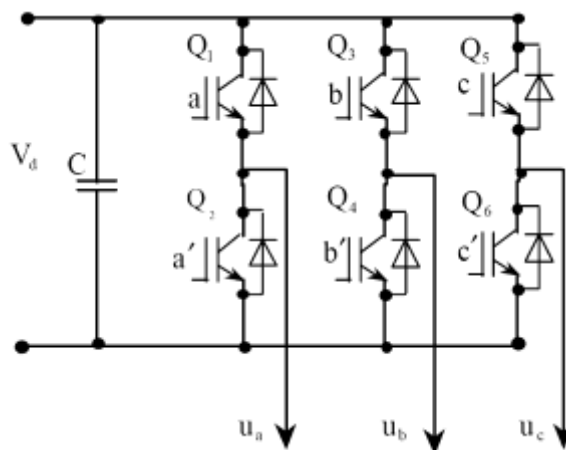


Рисунок 1.12. Схема силової частини трифазного інвертора

На рис. 1.13 показана симетрична система трифазних заданих напруг і трикутна несуча напруга для двох коефіцієнтів модуляції.

На рис. 1.14 показана методика визначення моментів комутації в трифазній ШІМ в перебігу двох напівперіодів T_0 . Слід звернути увагу, що трифазні потенціали u_a, u_b, u_c мають рівну величину на початку і в кінці

кожного напівперіоду. Лінійні напруги між фазами, в цьому випадку, рівні нулю.

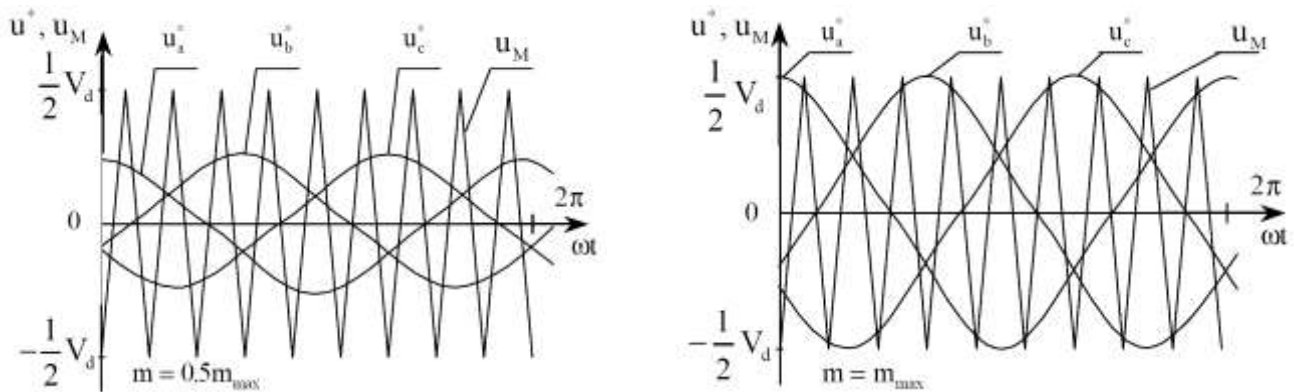


Рисунок 1.13. Несуча трикутна напруга і сигнали завдання при коефіцієнтах модуляції (а) $m = 0,5 \cdot m_{max}$, (б) $m = m_{max}$.

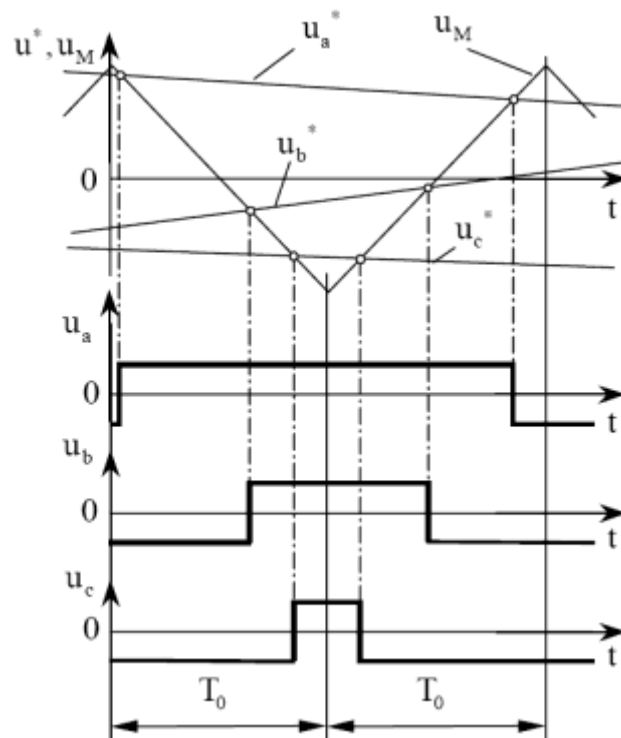


Рисунок 1.14. Визначення моментів комутації при трифазній скалярній ШІМ

$$T_1 = \frac{1}{2}T_0 \left[1 + u_a^*(t_{sn}) \right], \quad (1.22)$$

$$T_2 = T_0 + \frac{1}{2}T_0 \left[1 - u_a^*(t_{sn}) \right], n = 1, 2, \dots \quad (1.23)$$

за допомогою яких можуть бути встановлені точки рівності несучого сигналу з сигналом завдання.

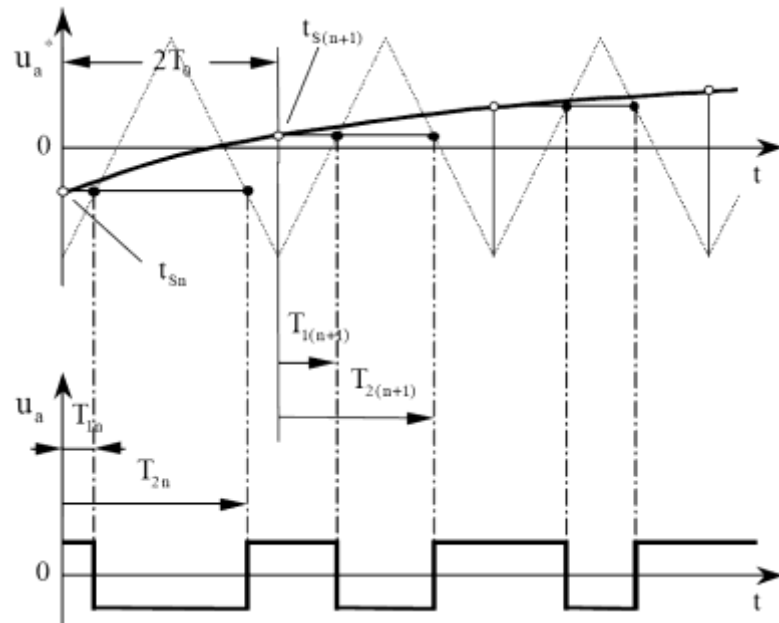


Рисунок 1.15. Симетрична дискретизація

При асиметричній дискретизації, вимірювання відбувається в моменти часу t_{sn} з частотою вимірювання $2f_s$, як показано на рис 1.16. Подвоєна частота вимірювання покращує динамічні характеристики і зменшує спотворення струмів навантаження, але у свою чергу вимагає більш швидкої дискретизації задаючої напруги.

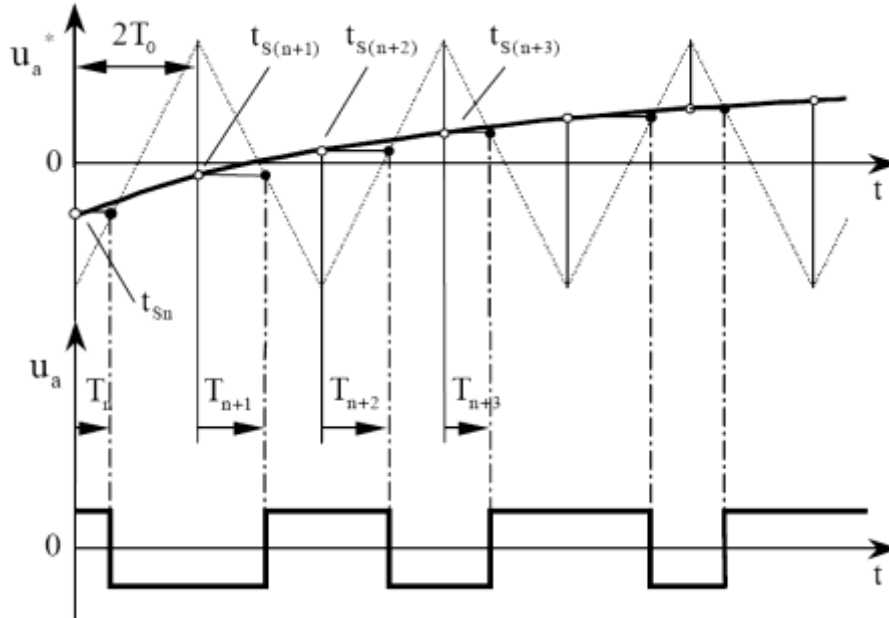


Рисунок 1.16. Асиметрична дискретизація

В кожному плечі в конкретний момент часу може бути включений лише один ключ. Вектор перемикань $p = (a, b, c)^T$ однозначно визначає вихідний вектор лінійних напруг $u_L = (u_{ab}, u_{bc}, u_{ca})^T$ згідно наступному виразу:

$$u_L = U_d \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix}, \quad (1.24)$$

З виразу (1.24) знаходиться вектор вихідної фазної напруги $u = (u_a, u_b, u_c)$, де u_a, u_b, u_c напруги між вузлами А, В, С інвертора і нейтраллю.

$$u = \frac{1}{3} U_d \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix}.$$

Регулярно дискретизована ШІМ є дискретною апроксимацією стандартної безперервної ШІМ, а це не дає можливості повністю використовувати всі переваги систем, реалізованих на пристроях цифрової техніки.

Висновки

Було розглянуто математичний опис широтно-імпульсної модуляції в системах перетворювачів частоти (ПЧ) та асинхронних двигунів (АД). Встановлено, що використання двозвенних ПЧ із активними випрямлячами та інверторами напруги на IGBT-модулях з ШІМ дозволяє досягти значно вищого рівня енергозбереження в автоматизованих електроприводах, при цьому виконуючи свою основну функцію—управління рухом робочих органів технологічних машин і агрегатів.

Керування електроприводами змінного струму може бути реалізоване лише на основі цифрових технологій. Важливо відзначити, що процес генерації ШІМ сигналів за своєю природою є дискретним. Тому використання аналогових методів для формування ШІМ сигналів не є обґрунтованим. Багато сучасних цифрових процесорів обладнані функцією цифрового формування ШІМ, реалізованою на одному чипі з центральним обчислювальним пристроєм. У зв'язку з цим для сучасних цифрових електроприводів необхідні цифрові методи генерації ШІМ сигналів.

2 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ ЗА ДОПОМОГОЮ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

Алгоритмом для управління трифазним асинхронним електродвигуном є метод, що підтримує постійність співвідношення напруга/частота, відомий також як правило Костенко. Одночасно використовують звичайну широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) для керування інвертором напруги, що ілюструється на рис. 2.1. Основною метою даного розділу є надання рекомендацій щодо впровадження цього методу на основі AVR RISC-мікроконтролера ATmega8-16PU. [5].

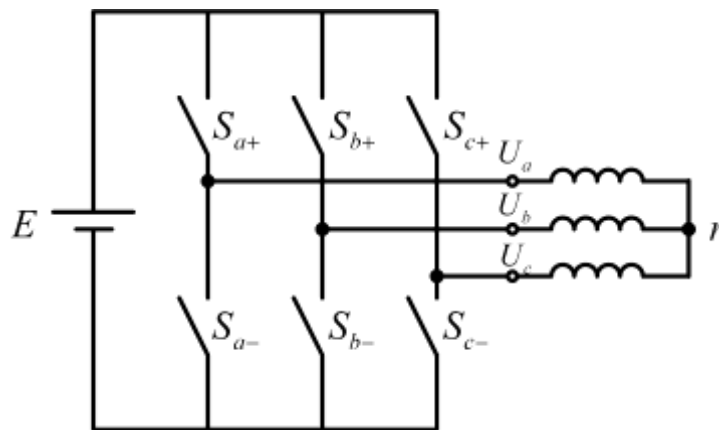


Рисунок 2.1. Типова структура інверторного асинхронного приводу

Управління реалізоване на базі економічного однокристального мікроконтролера ATmega8, який здатний виконувати до 16 мільйонів інструкцій в секунду. Цей мікроконтролер добре підходить для використання як управляючий пристрій у перетворювачах постійної напруги, що здійснюють підвищення або зниження напруги, а також у трифазних асинхронних двигунах і безколекторних електродвигунах постійного струму.

Мікроконтролер містить такі характеристики: він має ядро, реалізоване на 8-розрядній AVR RISC-архітектурі (аналогічно ATmega 88), а

також 8 кілобайт вбудованої флеш-пам'яті, що дозволяє зберігати до 4096 інструкцій і ділиться на сектори для прикладних програм і завантажувального коду. Крім того, передбачено 512 байт статичного оперативного запам'ятовування (ОЗП) для зберігання змінних і таблиць перетворення, що використовуються у програмі.

А також мікроконтролер має 512 байт EEPROM для зберігання конфігураційних даних та таблиць, один 8-розрядний таймер і один 16-розрядний таймер, програмований сторожовий таймер з внутрішнім генератором, а також 8-канальний 10-розрядний аналого-цифровий перетворювач (АЦП).

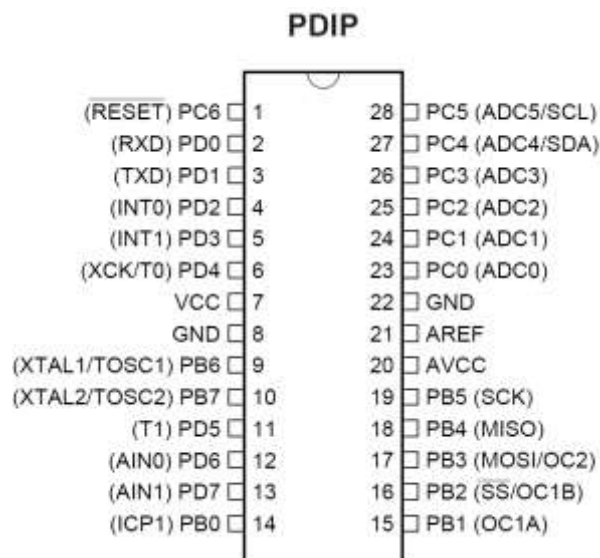


Рисунок 2.2. Загальний вигляд та розташування виводів мікроконтролера ATmega8

До цих периферійних пристроїв входять 12-розрядні реверсивні лічильники, які оснащені двома компараторами. Виходи цих компараторів можуть управляти силовими транзисторами інвертора. Ці елементи забезпечують можливість генерації різних трифазних форм сигналів за допомогою широтно-імпульсної модуляції та підтримують просте управління паузами неперекриття.

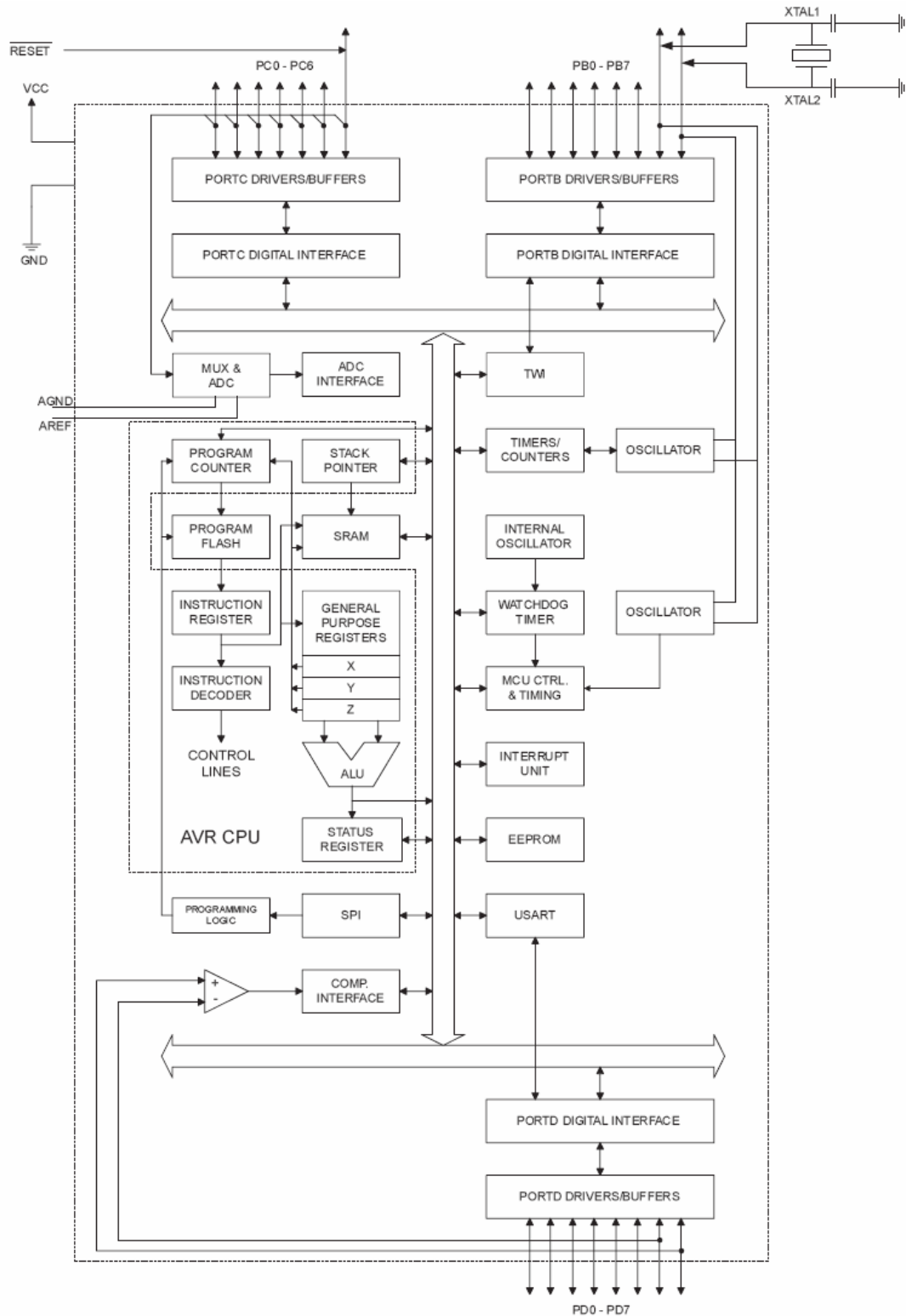


Рисунок 2.3. Функціональна схема мікроконтролера ATmega8

Співвідношення напруга/частота є найбільш поширеним в сучасних регульованих асинхронних приводах. Він підходить для пристроїв, які не

потребують високих динамічних характеристик, а просто вимагають ефективного регулювання частоти обертання в повному діапазоні. Це дозволяє використовувати синусоїдальну сталу модель асинхронного електродвигуна, в якій величина магнітного потоку статора пропорційна відношенню амплітуди до частоти напруги обмотки статора. Якщо це співвідношення підтримується на сталому рівні, магнітний потік статора також залишається незмінним, внаслідок чого обертаючий момент залежить лише від частоти ковзання. [12].

Більш точно, виходячи із звичайної моделі асинхронного електродвигуна:

$$\frac{d\phi_s}{dt} + R_s I_s = U_s; \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega_m \phi_r + R_r I_r = 0; \quad (2.1)$$

$$\phi_s = L_s I_s + L_m I_r; \phi_r = L_r I_r + L_m I_s; \quad (2.2)$$

$$C_{em} = \frac{3p}{2} L_m (I_s I_r^*); \Omega_m = \frac{\omega_m}{p}, \quad (2.3)$$

де $U_s, \phi_s, \phi_r, I_s, I_r$ - напруга статора, магнітні потоки статора і ротора, струми статора і ротора, відповідно, а $R_s, R_r, L_s, L_r, L_m, \omega_m$ - загальний опір статора, опір ротора, індуктивність статора, індуктивність ротора, загальна індуктивність розсіяння і кутова частота обертання, відповідно.

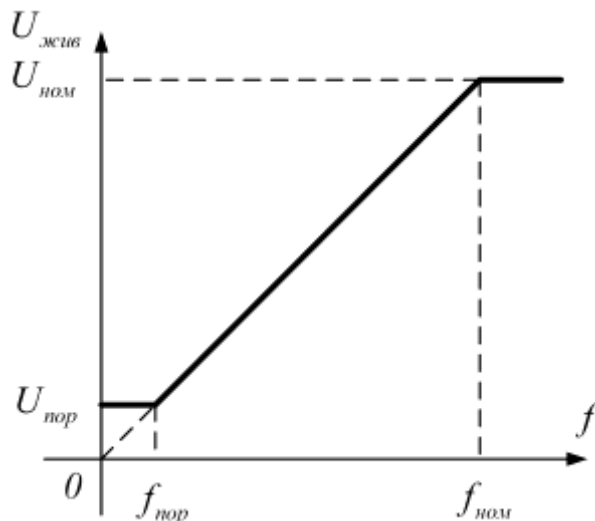


Рисунок 2.4. Залежність амплітуди напруги статора від частоти статора, належна з принципу U/f

У вигляді, скалярний принцип управління " U/f " полягає в подачі на обмотки електродвигуна трифазної синусоїдальної напруги, амплітуда якої пропорційна частоті. Це стосується лише випадків, коли частота знаходиться в межах вище за порогове значення та нижче номінального, як показано на рис. 2.4. У практиці нахил, який визначає співвідношення амплітуди напруги до частоти, встановлюється на основі номінальних значень напруги і частоти, зазначених у паспорті на електродвигун, а порогова частота вибирається як певний відсоток (наприклад, 5%) від номінальної частоти.

Цей принцип застосовується для побудови контурів автоматичного керування швидкістю (рис. 2.5), в яких відхилення між бажаною швидкістю та фактичним виміряним значенням швидкості подається в ПІ-регулятор для обчислення необхідної частоти напруги статора. Щоб спростити регулятор, як початкові дані для правила U/f і векторного ШІМ-алгоритму використовується абсолютне значення частоти напруги статора. Якщо на виході ПІ-регулятора з'являється негативне значення, то для реверсування електродвигуна необхідно обміняти вміст двох змінних, які керують силовими транзисторами інвертора.

Принцип U/f може бути використаний лише у пристроях, де підтримується постійний рівень швидкості при всіх допустимих моментах опору. У випадках, коли потрібно забезпечити постійність моменту опору при різних значеннях частоти обертання, необхідно вимірювання струмів статора і запровадження більш складних принципів управління.

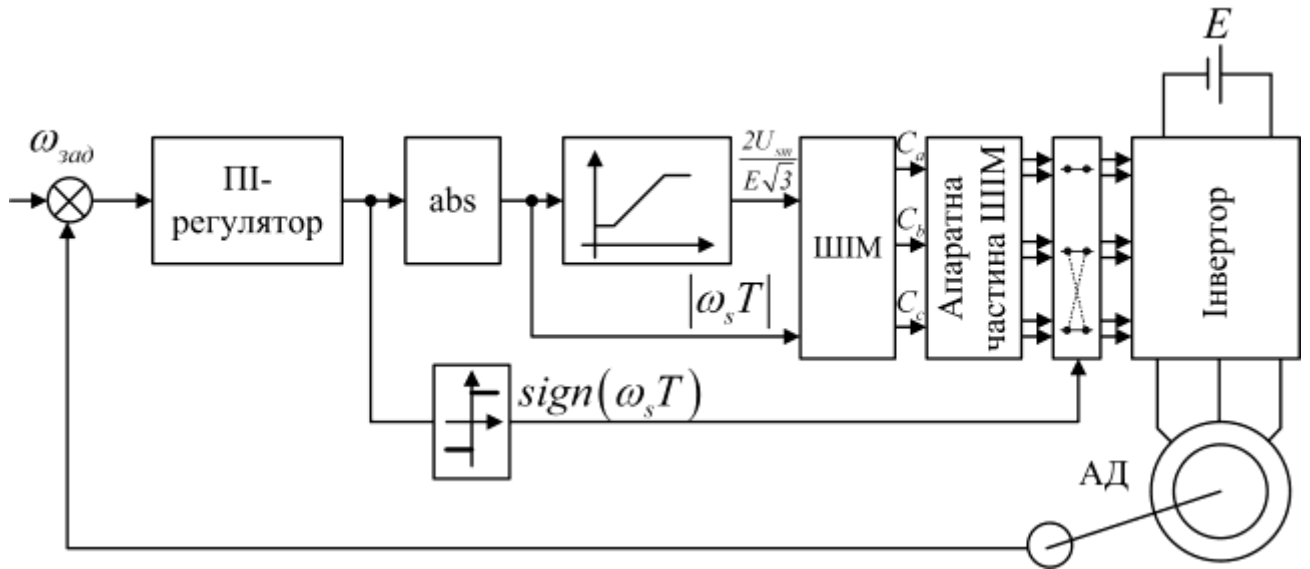


Рисунок 2.5. Блок-схема системи автоматичного керування швидкістю за принципом U/f

Одів вирішення задачі формування трифазної синусоїдальної системи напруг із зсувом по фазі на 120 градусів на обмотках статора є використання таблиці синусів. У цьому випадку частота статора ω_s визначає три дискретних інтегратори, які обчислюють миттєві значення для кожної фази напруги статора в часі. [8]:

$$\begin{aligned}\theta_1[k] &= \theta_1[k-1] + \omega_s[k]T_s; \\ \theta_2[k] &= \theta_2[k-1] + \omega_s[k]T_s; \\ \theta_3[k] &= \theta_3[k-1] + \omega_s[k]T_s,\end{aligned}\tag{2.4}$$

де $\theta_1[0] = 0, \theta_2[0] = -\frac{2\pi}{3}, \theta_3[0] = -\frac{4\pi}{3}$, а T_s - період

дискретизації для алгоритму керування.

Якщо одне з цих значень стає більше 2π , то для підтримки області значень в діапазоні від 0 до 2π з результуючого значення віднімається 2π . Таблиця синусів використовується для обчислення трьох напруг, які необхідно прикласти до статора:

$$\begin{aligned} V_a[k] &= V_{sm}(\omega_s[k]) \text{sita}(\theta_1[k]); \\ V_b[k] &= V_{sm}(\omega_s[k]) \text{sita}(\theta_2[k]); \\ V_3[k] &= V_{sm}(\omega_s[k]) \text{sita}(\theta_3[k]), \end{aligned} \quad (2.5)$$

де $V_{sm}(\omega_s[k])$ - амплітуда напруги статора, визначена за принципом постійності відношення напруга-частота і $\text{sita}(\theta) = \sin(\theta)$.

Досягти поліпшення можна шляхом додавання до чистої синусоїди в таблиці синусів третьої гармоніки $\text{sita}(\theta) = \sin(\theta) + \frac{1}{6}\sin(3\theta)$, оскільки вона не робить вплив на поведінку електродвигуна і дозволяє генерувати сигнал, перша гармоніка якого має амплітуду на 15.47% вище ($2/n3$) у порівнянні з максимумом сигналу (рис. 2.6).

З урахуванням даного поліпшення є можливість генерувати більш високу змінну напругу при живленні від тієї ж самої шини постійної напруги. Таким чином, є можливість збільшення частоти обертання електродвигуна при збереженні постійності відношення U/f .

Результуюча блок-схема показана на рис. 2.6.

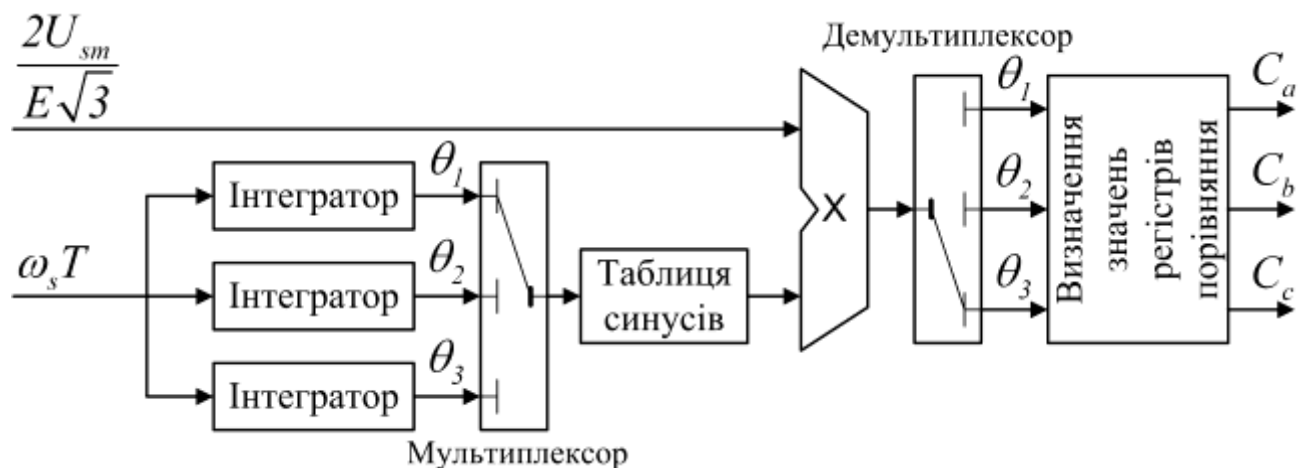


Рисунок 2.6. Блок-схема звичайного ШІМ-керування

Для визначення частоти та напрямку обертання ротора може бути застосовано кілька рішень. Найбільш точним, але також найдорожчим, є

використання абсолютного шифратора (енкодера) або шифратора приростів. Вартість цих оптичних датчиків досить висока та може бути порівнянною зі вартістю самого електродвигуна.

В альтернативному варіанті, який використовували автори рекомендацій під час експериментування, передбачалося застосування тахогенератора, механічно з'єднаного з ротором електродвигуна. Для підключення цього датчика до мікроконтролера знадобиться один канал для аналогово-цифрового перетворення.

Ще одне рішення полягає у використанні датчиків, заснованих на ефекті Холу. Ці недорогі безконтактні датчики в даний час доступні у вигляді компактних корпусних інтегральних схем, які містять як сам датчик, так і схему формування вихідного сигналу. Такі мікросхеми генерують вихідний сигнал, який може бути безпосередньо підключений до порту вводу-виводу мікроконтролера.

За допомогою мікроконтролера AVR Atmega8-PU дуже просто формувати ШІМ-сигнали, оскільки більшість мікроконтролерів мають в своєму розпорядженні таймери/лічильники у взаємодії із спеціальною "апаратною частиною ШІМ" [7].

Спершу розглянемо аналоговий метод керування коефіцієнтом заповнення прямокутних імпульсів напруги і генерації ШІМ-сигналу.

Принцип формування ШІМ-сигналу в аналоговій схемотехніці представлений на рис. 2.7.

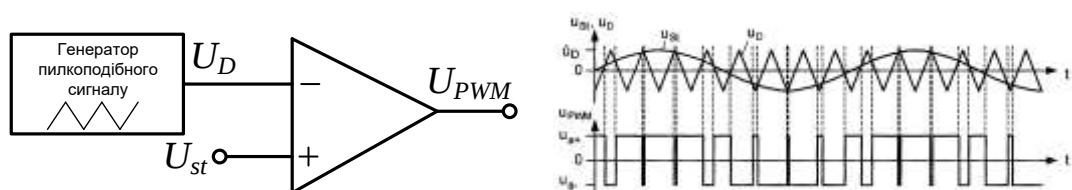


Рисунок 2.7. Принцип формування ШІМ-сигналу в аналоговій схемотехніці

Широтно-імпульсний модулятор складається з генератора пилоподібного сигналу і компаратора. До тих пір, поки рівень керуючого сигналу U_{st} , що подається на неінвертований вхід компаратора, вище за рівень пилоподібного сигналу U_D , вихідна напруга U_{PWM} компаратора має позитивну полярність U_{a+} . Коли ж напруга U_D перевищує рівень керуючого сигналу U_{st} , компаратор "перекидається", а його вихідна напруга U_{PWM} приймає негативну полярність U_{a-} . В такому стані він знаходиться до тих пір, поки рівень пилоподібного сигналу U_D знову не перевищить рівень управляючого сигналу U_{st} , і описаний процес повторюється циклічно.

Час включення ШІМ-сигналу t_f , що представлений на рис. 2.7, визначається з наступного співвідношення:

$$t_f = \frac{\hat{u}_D + u_{st}}{2 \cdot \hat{u}_D} \cdot T. \quad (2.6)$$

Точно таким же чином, але в цифрових поняттях, організовано і формування ШІМ-сигналу за допомогою таймера/лічильника Т/С1 мікроконтролера AVR. При цьому Т/С1 може використовуватися в якості як інвертуючого, так і неінвертуючого широтно-імпульсного модулятора. Це відповідає перестановці входів компаратора, продемонстрованого на рис. 2.7. Нас, проте, цікавить в першу чергу неінвертуючий широтно-імпульсний модулятор.

Як неінвертуючий модулятор Т/С1 працює як реверсивний лічильник: він циклічно виконує підрахунок від нуля до максимального значення Top , залежного від дозволу, що задається програмно, 8, 9 або 10 розрядів, а потім той, що знов повертається до нуля. Пилоподібний сигнал (див. рис. 2.5) в даному випадку також формується в цифровому вигляді.

Максимальне значення T_{op} ШІМ-лічильника розраховують для N розрядів дозволу:

$$T_{op} = 2^N - 1. \quad (2.7)$$

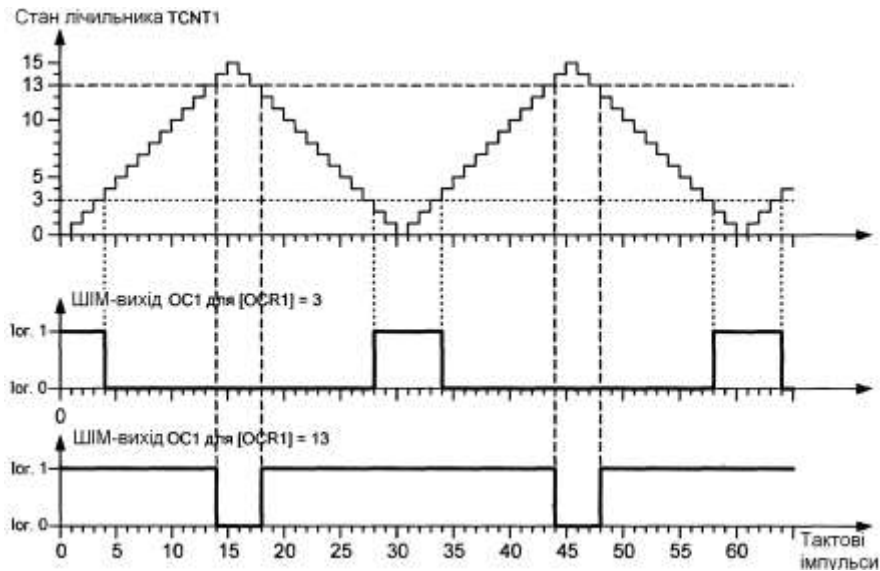


Рисунок 2.8. Формування ШІМ-сигналу за допомогою Т/С1 для двох значень регістра порівняння OCR1

В даному випадку дозвіл на 4 розряди був вибраний тільки з метою наочності. В реальності ж в мікроконтролерах AVR реалізовані режими ШІМ з дозволом 8, 9 і 10 розрядів. Частота повторення рахункових циклів складає:

$$f_{\text{цикл}} = \frac{f_{\text{OSC1}}}{2^{N+1} - 2}, \quad (2.8)$$

f_{OSC1} – тактова частота лічильника Т/С1.

Уніх поколіннях мікроконтролерів реалізовано можливість переведення таймера/лічильника Т/С1 в режим "швидкої широтно-імпульсної модуляції", частота якого подвоюється. У цьому режимі Т/С1 виконує підрахунок у "звичайному" режимі ШІМ, як було описано раніше,

переходячи від початкового значення Bottom до значення Top, а потім миттєво повертається до Bottom (див. рис. 2.7). Внаслідок відмови від підрахунку в зворотному напрямку вдається досягти подвоєння вихідної частоти ШІМ.

В загальному випадку частота $f_{\text{O}1}$ на виході OC1 мікроконтролера в режимі швидкої модуляції складає:

$$f_{\text{O}1} = \frac{1}{T_{\text{O}1}} = \frac{f_{\text{SYS}}}{N \cdot (Top + 1)} = \frac{f_{\text{O}N1}}{(Top + 1)}. \quad (2.10)$$

де $f_{\text{O}N1}$ – тактова частота T/C1, що отримується шляхом розподілу частоти системної синхронізації f_{SYS} на коефіцієнт N (1, 8, 64, 256 або 1024), передвстановлений допомогою розрядів CS1 [2..0] регістра керування TCCR1B.

При неінвертуючому режимі швидкої широтно-імпульсної модуляції на виході OC1x мікроконтролера AVR логічна 1 встановлюється при досягненні лічильником значення Top, а логічний 0 – при збігу вмісту рахункового регістра CNT1 і регістра порівняння OCR1x (рис. 2.9).

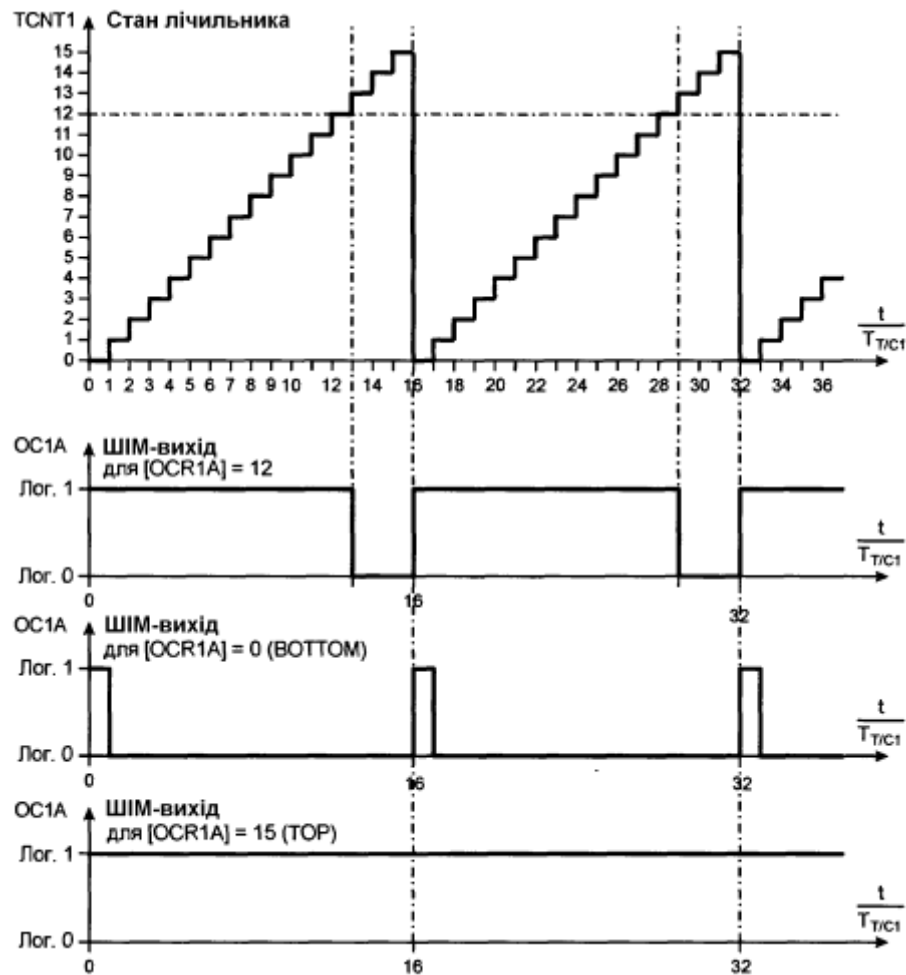


Рисунок 2.9. Формування ШІМ-сигналу за допомогою Т/С1 в режимі швидкої модуляції

Для довільного значення Top в діапазоні 3...65535 дозвіл ШІМ, що виражається в розрядах, може бути розраховано по формулі (2.11):

$$\hat{a}^{\hat{z}} = \frac{\log(Top + 1)}{\log 2} \hat{a}^{\hat{z}}. \quad (2.11)$$

Таймер/лічильник Т/С1 мікроконтролера АТmega8 в режимі швидкої ШІМ налаштований на максимальне значення $Top = 8$. У такому разі, дозвіл дорівнює:

$$\frac{\log(Top + 1)}{\log 2} = \frac{\log(8 + 1)}{\log 2} = 3,17$$

На рис. 2.9. продемонстровані сигнали на виході OC1x для випадків $Z = 0, Z = 1, Z = 2$ і $Z = 3$.

Виміряні ним значення вихідної напруги ШІМ для дев'яти можливих значень Z при робочій напрузі $V_{cc} = +5,05\text{В}$ представлені в табл. 2.1. При цьому, враховуючи навантаження через підключений фільтр нижніх частот, вихідна напруга на виході OC1x мікроконтролера AVR складає $\hat{U}_{PWM} = 4,99\text{В}$. Як бачимо, значення U_i відповідають теоретичним розрахункам для $U_f = 4,99\text{В}$ і $U_L = 0\text{В}$.

Процес чотирьохрозрядної ШІМ в режимі швидкої модуляції показаний на рис. 1.12. В даному випадку значення $Top = 15$ містить регістрова пара OCR1A або ICR1.

Тривалість вихідного імпульсу t_f ШІМ-сигналу для значення Z в регістровій парі OCR1x в діапазоні $0 \dots Top$ можна отримати з формули (2.12):

$$t_f = \frac{Z + 1}{Top + 1} \cdot T_{\varnothing i}, 0 \leq Z \leq Top. \quad (2.12)$$

Таким чином в режимі швидкої ШІМ отримати імпульси нульової довжини можливо, оскільки збіг із значенням коефіцієнтом заповнення g "швидкого" сигналу можна керувати, як і у разі "звичайного" сигналу, за допомогою вмісту регістра OCR1x (значення 2):

$$g = \frac{t_f}{T_{\varnothing i}} = \frac{Z + 1}{Top + 1}, 0 \leq Z \leq Top. \quad (2.13)$$

Таким чином, коефіцієнт заповнення, якщо не враховувати зсув $(\text{Top}+1)$, прямопропорційний вмісту Z регістра порівняння OCR1x. Для особливого випадку $Z = \text{TOP}$ для неінвертуючого широтно-імпульсного модулятора швидкому режимі на ШІМ-виході OCR1x постійно знаходиться логічна 1.

Середнє арифметичне значення U_i вихідної напруги ШІМ на виході OCR1x мікроконтролера AVR, що залишилося після фільтрації нижніх частот ШІМ-сигналу, визначається на підставі рівняння (2.8):

$$U_i = (U_H - U_L)g + U_L = (U_H - U_L)\frac{Z}{2^N - 1} + U_L, \quad (2.14)$$

де U_H – високий, а U_L – низький рівень вихідної напруги мікроконтролера AVR; g – коефіцієнт заповнення прямокутних імпульсів напруги; Z – вміст регістра OCR1x.

У алгоритми реалізовані мовою C в програмних середовищах для проектування CodeVisionAVR C Compiler та VMLab. Центральний процесор (ЦП) працює на частоті 16 МГц. У цьому пристрої ключову роль відіграють компоненти мікроконтролера: 8-розрядний таймер 0 відповідає за генерацію переривань кожні 1 мс, що визначає частоту перетворення для аналого-цифрового перетворювача (АЦП) та контролера порту вводу-виводу. Цей таймер працює в режимі СТЗ (скидання таймера при збігу) і керується частотою 32 кГц. [9].

Контового каскаду (PSC) працюють на підвищеній частоті 64 МГц, яка генерується за допомогою вбудованої схеми ФАПЧ. Вони виконують функцію трьох синхронізованих лічильників, де один з них (PSC2) є "ведучим", а два інших (PSC0 і PSC1) – "підлеглими". У цій конфігурації зміни значень у регістрах порівняння PSC0 та PSC1 набирають чинності

лише при зміні значень у регістрах порівняння PSC2, що забезпечує одночасність розгортки всіх трьох контролерів. Вони налаштовані на центрований режим роботи з частотою перетворення 12 кГц, де значення 2666 зберігається в регістрах RB, щоб частота ШІМ відповідала обчисленню $64 \text{ МГц} / (2 * 2666) = 12 \text{ кГц}$.

Аналогово-цифровий перетворювач також налаштований на генерування переривання після завершення перетворення, що забезпечує постійну затримку між вибірками зміряної швидкості. У ролі опорної напруги для перетворювача виступає напруга V_{cc} .

Цифро-аналоговий перетворювач може бути використаний під час тестування для моніторингу змін внутрішніх змінних. Для звичайного алгоритму широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) застосовується таблиця найближчих значень $127\sin(2k/180)$ або $127(\sin(2k/480)+1/6\sin(6k/480))$ для $k = 0\dots120$. Розмір даної таблиці (121 байт) оптимально підходить з точки зору доступної внутрішньої пам'яті та періодичності оцифровки частоти обертання ротора.

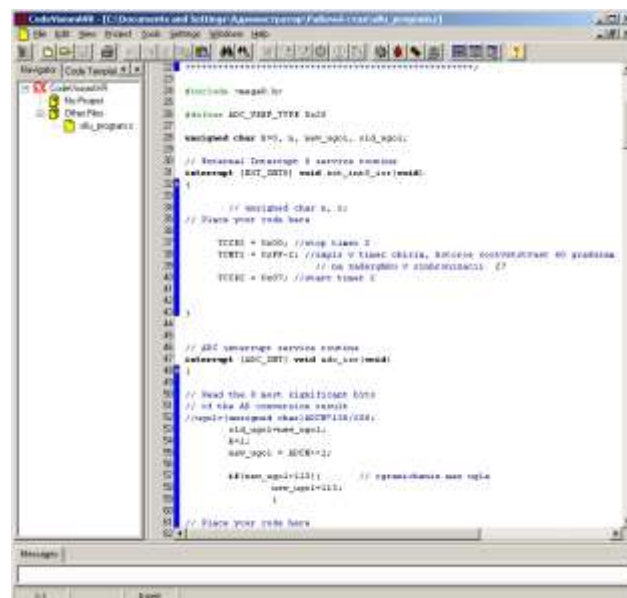


Рисунок 2.10. Загальний вигляд компілятора CodeVisionAVR Compiler

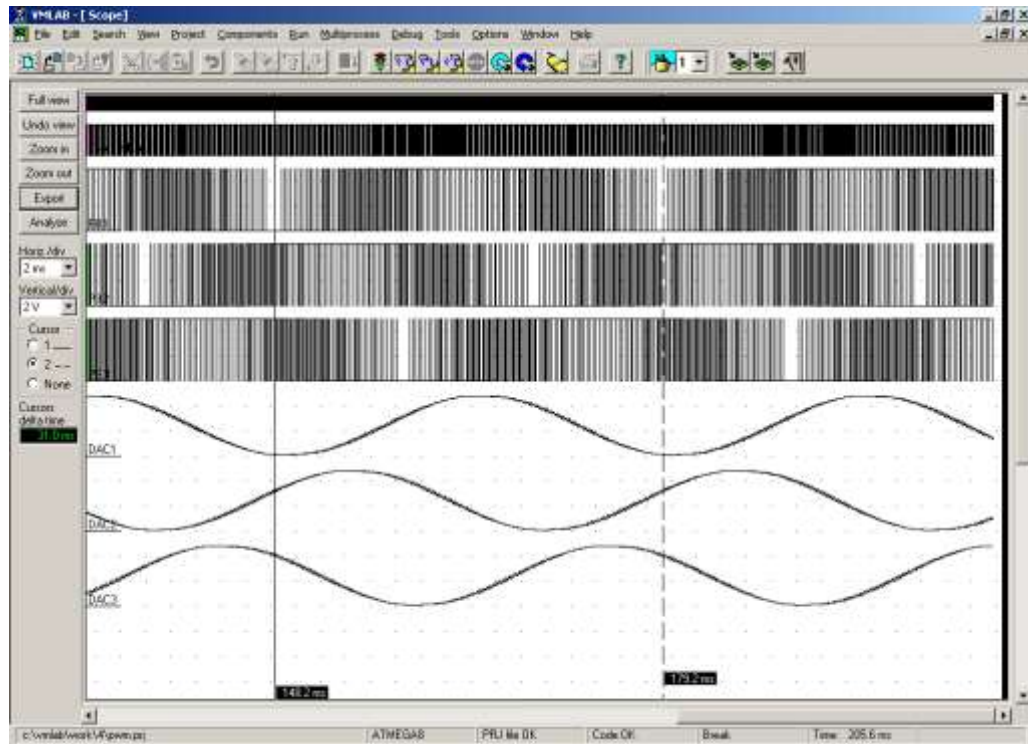


Рисунок 2.11. Формування ШІМ в мікроконтролері АТмега8 в програмному пакеті VMLab v.3.12

Рглянемо алгоритм роботи програми контролера АТмега8-16PU, представлений на блок-схемі (рис. 2.12). Програма системи управління інвертором забезпечує його функціонування в режимах широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) або автономного інвертора напруги (АІН) з тривалістю відкриття ключів у 180° . Ініціалізація програми включає підключення необхідних бібліотек, налаштування портів вводу-виводу, підключення периферійних модулів (таких як таймери TIM0..TIM2, блок аналого-цифрового перетворення ADC) і оголошення змінних для подальшої роботи програми. Основна частина програми реалізована у вигляді переривань.

Таймер TIM0 дозволяє активувати АЦП кожні 512 мкс. Коли перетворення завершено, блок АЦП генерує переривання, що викликає запис 8-бітного числа в змінну `f_zad`, яке відповідає рівню сигналу для завдання швидкості (аналогового сигналу на виводі 23 контролера).

Кожні 64 мкс генерується переривання по переповненню таймера

TIM0. В обробнику переривання в першу чергу зчитуються сигнали вибору режиму роботи інвертора з 6 виводу контролера (лог. 1 – режим АІН, лог. 0 – режим ШІМ) і сигнал реверсу швидкості з 24 виводу (лог. 0 – напрямок "вперед", лог. 1 – "назад").

Розглянемо роботу програми в режимі ШІМ. Формування керуючих сигналів широтно-імпульсної модуляції ґрунтується на порівнянні синусоїдального сигналу заданої частоти і амплітуди з опорною пилоподібною напругою. У мікроконтролері АТmega8 цей принцип реалізовано апаратно, що означає, що для отримання широтно-модульованих імпульсів потрібно правильно налаштувати таймер (в нашому випадку таймери TIM1..TIM2) і внести в його регістр OCR значення, яке відповідає поточному рівню синусоїдальної напруги.

Формування сигналу, який змінюється за синусоїдальним законом, відбувається за методом накопичення фази. Безпосереднє обчислення значень функції $\sin$ є складним, оскільки закон зміни є нелінійним і важко реалізованим. Набагато простіше обчислити миттєві значення фази (аргумент функції $\sin$), які змінюються лінійно, а потім перетворювати їх в значення функції за допомогою кодувальної таблиці, що зберігається в пам'яті контролера. Оскільки фаза змінюється лінійно, її обчислення зводиться до додавання в кожному такті деякої величини до поточного значення фази. Зміна фази визначає частоту сигналу: чим більший сигнал для завдання, тим швидше змінюється фаза і, відповідно, вихідна частота.

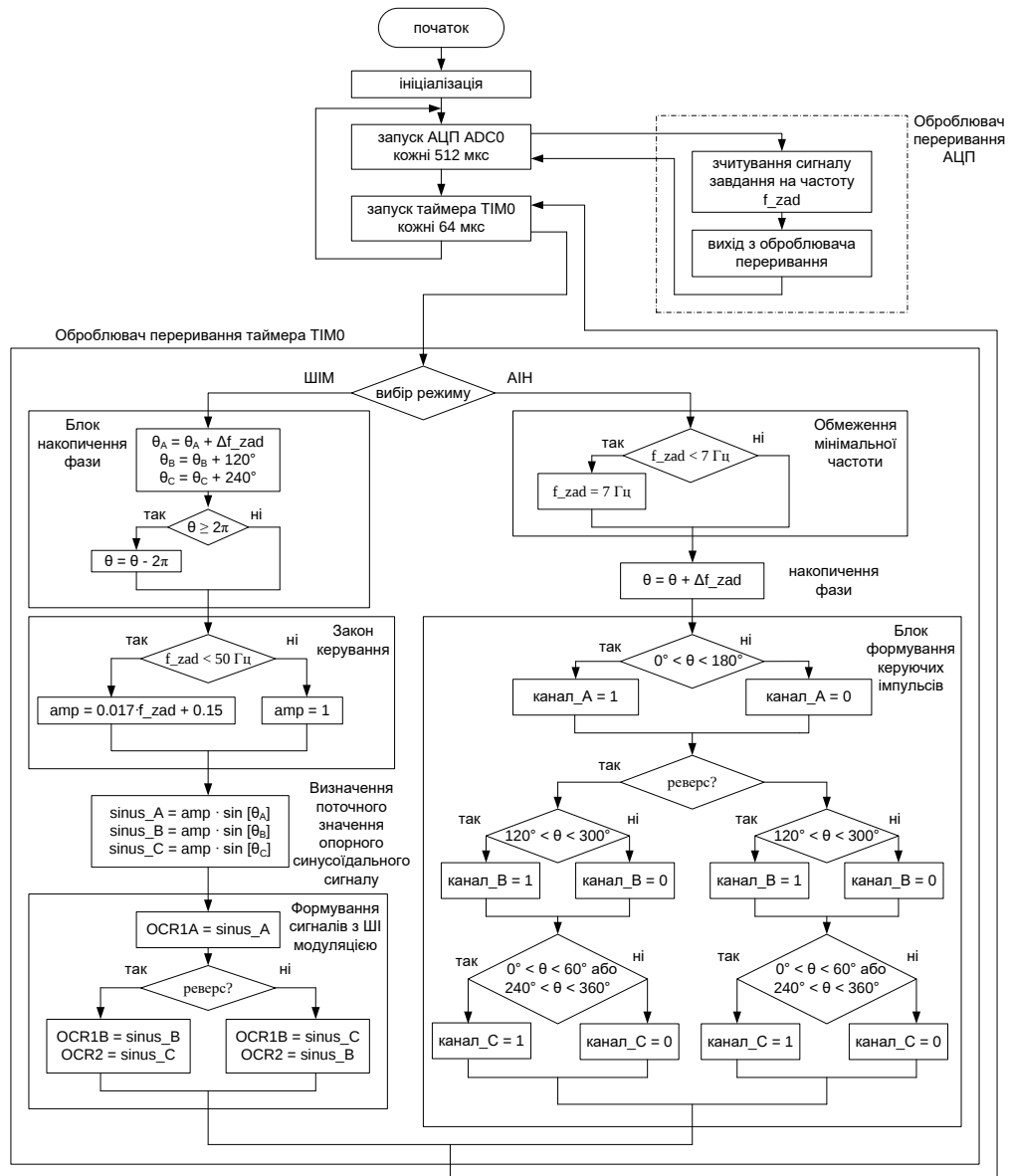


Рисунок 2.12. Алгоритм роботи СІФК інвертора на IGBT-модулях

Так як ключі кожної фази інвертора перемикаються у протифазі, то для роботи достатньо трьох керуючих імпульсів. Вони знімаються з виводів *OCR1A*, *OCR1B*, *OCR2* контролера. Кожному з трьох імпульсів (каналу А, В та С) відповідає своя змінна для накопичення фази θ , вони зсунуті один відносно одного на 120° (блок накопичення фази на блок-схемі). Функція *sin* періодична, тому достатньо обчислювати фази на проміжку $0..2\pi$. Якщо ж значення θ перевищить 2π , то на наступному кроці θ зменшиться на 2π .

Необхідна амплітуда на виході інвертора відповідає вибраній залежності вихідної напруги від частоти, тобто бажаному закону керування.

В нашому випадку був обраний закон частотного керування зі стабілізацією головного потоку машини [10]:

$$\Psi_0 = \frac{E_0}{f_1} = \text{const}, \text{ або IZ-компенсація.}$$

Для Т-образної схеми заміщення асинхронного двигуна була отримана залежність відносної напруги статора від параметрів машини та частоти живильної напруги:

$$\gamma = \frac{U_1}{U_{1H}} = \sqrt{\frac{R_1 v + \sqrt{(b^2 + c^2 v^2)(d^2 + e^2 v^2)}}{R_1 + \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + e^2)}}},$$

$$\text{де } v = \frac{f_1}{f_{1H}} - \text{відносна частота; } b = R_1(1 + k_{\sigma 2}), c = X_0 k_{\sigma}, d = \frac{R_1}{X_0},$$

$$e = 1 + k_{\sigma 1},$$

$$k_{\sigma 1} = \frac{X_1}{X_0}, \quad k_{\sigma 2} = \frac{X_2}{X_0}, \quad k_{\sigma} = k_{\sigma 1} + k_{\sigma 2} + k_{\sigma 1} k_{\sigma 2} \quad - \quad \text{коефіцієнти}$$

розвіяння статора, ротора та повний.

Для АД, який використовується в стенді (МТФ-012-6) отримана залежність наведена на рис. 2.13.

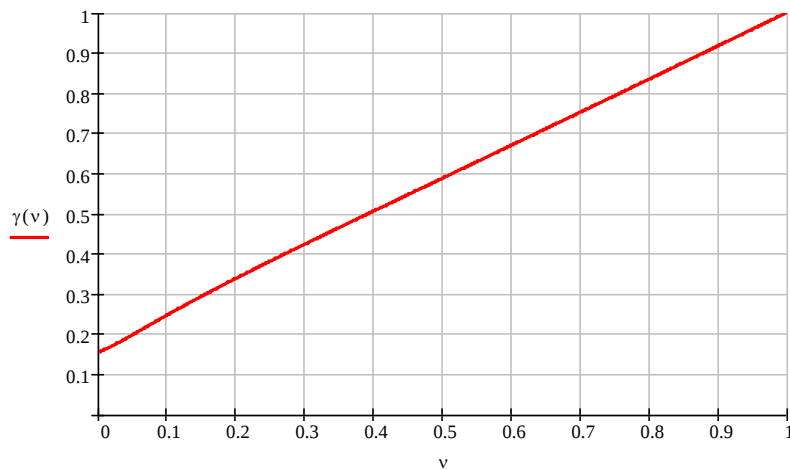


Рисунок 2.13. Залежність вихідної напруги від частоти при IZ-компенсації (в.о.).

Ця залежність реалізується програмним шляхом на ділянці блок-схеми, позначеній як «закон керування». Змінна amp зберігає значення амплітуди в відносних одиницях. Якщо задана частота перевищує 50 Гц (в нашому випадку максимальна частота складає 64 Гц), тобто привод працює в другій зоні, амплітуда залишається на номінальному рівні ($amp = 1$).

Наступним кроком є обчислення змінних $\sinus$ для кожного каналу, що представляє собою добуток амплітуди в відносних одиницях і синуса миттєвої фази θ . Це значення синуса отримується за допомогою таблиці, в якій кожному значенню вхідної змінної θ в діапазоні $0..2\pi$ відповідає певне число. Потім змінні $\sinus$ для кожного каналу записуються у відповідні регістри таймерів, що приводить до появи трьох широтно-модульованих імпульсів на виході контролера.

Залежно від наявності сигналу реверсу, порядок запису змінних $\sinus$ у регістри таймерів змінюється. Таким чином, підпрограма обробки переривання таймера TIM0 для режиму «ШИМ» завершується і активується знову при кожному переповненні таймера.

Лістинг 2.1. Програма формування ШІМ на мікроконтролері ATmega8-16PU:

```

/*****
This program was produced by the
CodeWizardAVR V1.24.6 Standard
Automatic Program Generator

Project : PWM & AIN together
Version : beta
Date    : 24.02.2008
Author  : Tutchev
Company : TKM Corp
Comments:
    інвертор ШІМ и АІН
    вибір режиму - PD4 ( 6 нога) : 0 - ШІМ, 1 - АІН;
    вибір напрямку обертання - PC1 (24 нога) : 0 - вперед, 1 - назад;
    регулювання вихідної частоти - АЦП PC0 (23 pin) : 0..5В = 0..64
    Гц
    в режимі АІН мінімальна частота 7 Гц

Chip type           : ATmega8
Program type        : Application
Clock frequency     : 16,000000 MHz
Memory model        : Small
External SRAM size  : 0

```

```

Data Stack size      : 256
*****/

#include <mega8.h>
#include <m8_128.h>
#define ADC_VREF_TYPE 0x60

bit direct, vibor=0, new_vibor; // vibor: 0 - ШИМ, 1 - АІН
u8 amp, f_zad=0, i;
s8 sinus;
u16 theta=0, theta_AIN=0, Vm;
u32 theta_A=0, theta_B=5120, theta_C=10240; //32*160=5120 32*320=10240

const unsigned char tab_sin[121]=
{
0,2,3,5,7,8,10,12,13,15,
17,18,20,22,23,25,26,28,30,31,
33,34,36,38,39,41,42,44,46,47,
49,50,52,53,55,56,58,59,61,62,
63,65,66,68,69,71,72,73,75,76,
77,79,80,81,82,84,85,86,87,89,
90,91,92,93,94,95,97,98,99,100,
126,126,126,126,127,127,127,127,127,127,
127
};
#asm("cli")

while (1)
{
    if (vibor == 0) // вибір режима ШИМ
    {
        if (theta_A>=15360) theta_A -= 15360; // якщо фаза більше 2*пи,
        if (theta_B>=15360) theta_B -= 15360; // то фаза = фаза-2*пи
        if (theta_C>=15360) theta_C -= 15360;

        amp = zakon_V_f (f_zad);
    }

    else // вибір режима АІН
    {
        if (theta_AIN>=61440) theta_AIN -= 61440; // якщо фаза 2*пи, то фаза
        = фаза-2*пи
        if (f_zad < 27) f_zad = 27;
    }

    if (i == 8) // кожні 8*64мкс=512мкс запускаємо АЦП
    {
        i = 0; //скидання лічильника запуску АЦП
        ADCSRA.6 = 1; // запуск АЦП
        direct = PINC.1; // зчитуємо 24 ногу (0 - вперед, 1 - назад)
        new_vibor = PIND.4; // зчитуємо 6 ногу (0 - ШИМ, 1 - АІН)

        if (vibor != new_vibor)
        {
            vibor = new_vibor; // при виборі режима, що протилежний даному

            if (vibor == 0) init_timer_PWM(); // вибір ініціалізації таймерів
            ШИМ
            else init_timer_AIN(); // вибір ініціалізації таймерів АІН

        };
    };

};

```

}

Висновки

Здійснено розробку алгоритму управління інвертором напруги на IGBT-модулях із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Встановлено, що на сучасному етапі розвитку мікропроцесорної техніки, при належному забезпеченні апаратною периферією та високому рівні знань мов програмування низького (assembler) і високого (C, C++) рівнів, можна створювати досить складні пристрої керування для перспективних напрямків у сфері автоматизованого електропривода.

Пристрої управління зі обмеженим функціоналом, що можуть задовольнити потреби навчального процесу у вищих навчальних закладах (для вивчення різних систем електропривода, зокрема систем ПЧ-АД з ШІМ в лабораторно-дослідних комплексах), використовують елементну базу, яка включає однокристальні мікроконтролери.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В СИСТЕМІ ПЧ-АД З ШІМ

Схема силових ланцюгів цієї системи представлена на рис. 3.1. У її складі є трифазний містовий АІН із широтно-імпульсною модуляцією вихідної напруги, а також короткозамкнений асинхронний двигун. Джерелом напруги для АІН є некерований випрямляч, доповнений комутуючим реактором на вході та LC-фільтром на виході. Обмотка статора двигуна з'єднана за зіркою і підключена через реактор до виходу інвертора за схемою без нульового дроту. При побудові математичної моделі силовій частини ПЧ-АД буде використано метод структурного моделювання, в рамках якого виділяються окремі елементи: асинхронний двигун, АІН з вихідним реактором та некерований випрямляч з вхідним комутуючим реактором і LC-фільтром на виході. Для початкової моделі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором приймемо наступну систему скалярних рівнянь [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{1u} = p\psi_{1u} - \omega_e \psi_{1v} + R_1 i_{1u}; \\ u_{1v} = p\psi_{1v} - \omega_e \psi_{1u} + R_1 i_{1v}; \\ 0 = p\psi_{2u} - (\omega_e - \omega_a) \psi_{2v} + R_2 i_{2u}; \\ 0 = p\psi_{2v} - (\omega_e - \omega_a) \psi_{2u} + R_2 i_{2v}; \\ \psi_{1u} = \psi_{0u} + L_{1\sigma} i_{1u}; \\ \psi_{1v} = \psi_{0v} + L_{1\sigma} i_{1v}; \\ \psi_{2u} = \psi_{0u} + L_{2\sigma} i_{2u}; \\ \psi_{2v} = \psi_{0v} + L_{2\sigma} i_{2v}; \\ \psi_{0u} = L_0 i_{0u}; \\ \psi_{0v} = L_0 i_{0v}; \\ i_{0u} = i_{1u} + i_{2u}; \\ i_{0v} = i_{1v} + i_{2v}; \\ M = \frac{3}{2} p_f (\psi_{0u} i_{1v} - \psi_{0v} i_{1u}); \\ p\omega_a = p_f J^{-1} (M - M_C), \end{array} \right. \quad (3.1)$$

де $u_{1u}, u_{1v}, i_{1u}, i_{1v}, \psi_{1u}, \psi_{1v}$ - відповідно перетворені напруги, струми і повні потокозчеплення обмотки статора; $i_{2u}, i_{2v}, \psi_{2u}, \psi_{2v}$ - перетворені струми і повні потокозчеплення обмотки ротора; $i_{0u}, i_{0v}, \psi_{0u}, \psi_{0v}$ - результуючі струми намагнічування і головні потокозчеплення.

Рівняння інвертора напруги. Автономний інвертор напруги з ШІМ є складним нелінійним дискретним пристроєм. Несуча частота АІН на напівпровідникових приладах складає 2...16 кГц. При такому високому рівні несучої частоти для побудови математичних моделей АІН використовується метод виділення корисних сигналів шляхом усереднювання миттєвих значень змінних в межах періоду несучої частоти. В цьому випадку інвертор напруги з симетричною двосторонньою ШІМ в прямокутній системі координат, що обертається, описується наступною системою рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_u = \frac{1}{2U_0} u_u^*; \\ f_v = \frac{1}{2U_0} u_v^*; \\ u_{2u} = u_2 f_u; \\ u_{2v} = u_2 f_v; \\ i_I = \frac{3}{2} (i_{1u} f_u + i_{1v} f_v), \end{array} \right. \quad (3.2)$$

де u_u^*, u_v^* – перетворені задаючі дії; f_u, f_v – усереднені комутаційні

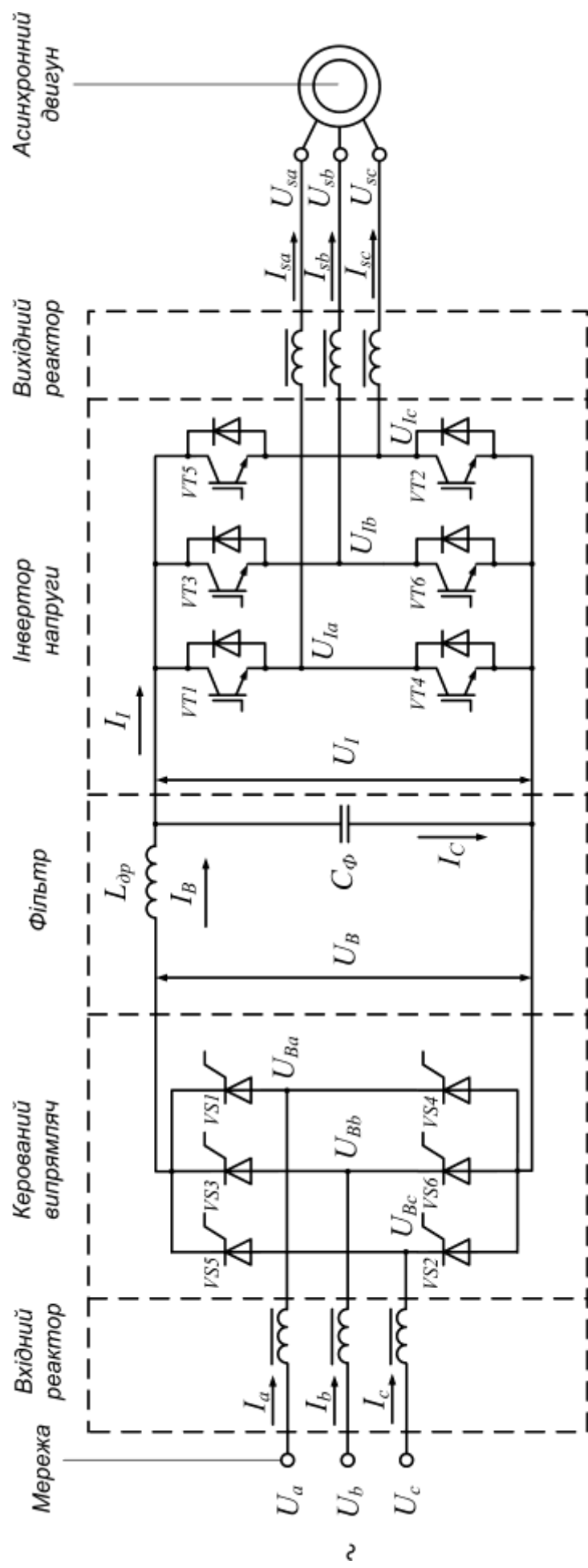


Рисунок 3.1. Схема силових ланцюгів системи ПЧ-АД

функції; U_0 – амплітуда опорного сигналу; u_2 – напруга джерела живлення інвертора; i_2 – усереднений струм живлення інвертора; u_{2u}, u_{2v} – усереднені вихідні напруги інвертора; i_{1u}, i_{1v} – усереднені вихідні струми інвертора.

Вихідні реактори моделюються рівняннями:

$$\begin{cases} p i_{1u} = L_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}}^{-1} (u_{2u} - \omega_{\hat{e}} L_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}} i_{1v} - R_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}} i_{1u} - u_{1u}); \\ p i_{1v} = L_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}}^{-1} (u_{2v} - \omega_{\hat{e}} L_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}} i_{1u} - R_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}} i_{1v} - u_{1v}), \end{cases} \quad (3.3)$$

де $R_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}}, L_{p.\hat{a}\hat{e}\hat{o}}$ – активний опір і індуктивність вихідного реактора.

При аналізі енергетичних характеристик системи ПЧ-АД у перехідних та сталих режимах будемо використовувати математичну модель, яка враховує лише основну гармоніку комутаційної функції випрямляча. У прямокутній системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю, безперервна модель некерованого випрямляча з вхідним реактором може бути представлена наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} u_u = u_{\hat{A}u} + L_{p.\hat{a}\hat{o}} p i_u - \omega_{\hat{e}} L_{p.\hat{a}\hat{o}} i_v + R_{p.\hat{a}\hat{o}} i_u; \\ u_v = u_{\hat{A}v} + L_{p.\hat{a}\hat{o}} p i_v - \omega_{\hat{e}} L_{p.\hat{a}\hat{o}} i_u + R_{p.\hat{a}\hat{o}} i_v; \\ f_{\hat{A}u} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos(\theta_i - \theta_{\hat{e}}); \\ f_{\hat{A}v} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin(\theta_i - \theta_{\hat{e}}); \\ u_B = \frac{3}{2} (u_{\hat{A}u} f_{\hat{A}u} + u_{\hat{A}v} f_{\hat{A}v}); \\ i_u = i_B f_{\hat{A}u}; i_v = i_B f_{\hat{A}v}; \\ \omega_{\hat{e}} = p \theta_{\hat{e}}, \end{cases} \quad (3.4)$$

де u_u, i_u, u_v, i_v – перетворені основні гармоніки напруг і струмів мережі; $u_{\hat{A}u}, u_{\hat{A}v}$ – перетворені основні гармоніки напруг на силовому вході керованого випрямляча; $f_{\hat{A}u}, f_{\hat{A}v}$ – перетворені основні гармоніки комутаційних функцій керованого випрямляча; θ_i – кут повороту узагальненого вектора комутаційної функції випрямляча, або результуючого вектора струму мережі, щодо осі фази А напруги мережі; $\theta_{\hat{e}}$ – кут повороту

системи координат u_B, i_B – напруга і струм на виході випрямляча;
 $R_{p.\hat{a}\hat{o}}, L_{p.\hat{a}\hat{o}}$ – активний опір і індуктивність вхідного реактора.

Модель LC-фільтру на виході керованого випрямляча описується лінійними рівняннями:

$$\begin{cases} p i_B = L_{\hat{o}.\hat{o}}^{-1} (u_B - R_{\hat{o}.\hat{o}} - u_2); \\ p i_2 = C_{\hat{a}.\hat{o}}^{-1} i_c; \\ i_c = i_{\hat{A}} - i_2, \end{cases} \quad (3.5)$$

Перед тим як приступити до комп'ютерного моделювання системи ПЧ-АД з ШІМ в програмному пакеті MATLAB/Simulink/SimPowerSystems, необхідно взяти паспортні дані двигуна, а відсутні розрахувати по тих, що маємо [14,15,16,17]. В проектуваному лабораторному стенді використовується краново-металургійний асинхронний двигун з фазним ротором серії МТ – МТ012-6.

Фазна номінальна напруга:

$$U_{\hat{o}.\hat{i}\hat{i}} = \frac{U_{\hat{i}\hat{i}}}{\sqrt{3}} = \frac{380\hat{A}}{\sqrt{3}} = 219,3931\hat{A}.$$

Швидкість:

$$\omega_{\hat{i}\hat{i}} = \frac{\pi n_{\hat{i}\hat{i}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 890 \hat{a}/\hat{o}\hat{a}}{30} = 93,183 \tilde{n}^{-1}.$$

Номінальне ковзання:

$$s_{\hat{i}\hat{i}} = \frac{n_0 - n_{\hat{i}\hat{i}}}{n_0} = \frac{1000 \hat{a}/\hat{o}\hat{a} - 980 \hat{a}/\hat{o}\hat{a}}{1000 \hat{a}/\hat{o}\hat{a}} = 0,11.$$

Номінальний момент:

$$M_{\hat{i}\hat{i}} = \frac{P_{\hat{i}\hat{i}}}{\omega_{\hat{i}\hat{i}}} = 23,6 \hat{I} \cdot \hat{i}.$$

Номінальні втрати потужності:

$$\Delta P_{i\hat{i}} = \frac{P_{i\hat{i}} (1-\eta)}{\eta} = \frac{2200 \text{ Â} \cdot (1-0,64)}{0,64} = 1,2375 \cdot 10^3 \text{ Â} .$$

Номинальні механічні втрати потужності:

$$\Delta P_{i\hat{\omega},i\hat{i}} = 0,1 \Delta P_{i\hat{i}} = 0,1 \cdot 1,2375 \cdot 10^3 \text{ Â} = 123,75 \text{ Â} .$$

Додаткові втрати, пов'язані з обертанням ротора:

$$\Delta P_{a\hat{a},2} = 0,03 \Delta P_{i\hat{i}} = 0,03 \cdot 1,2375 \cdot 10^3 \text{ Â} = 37,125 \text{ Â} .$$

Момент холостого ходу АД:

$$\dot{I}_0 = \frac{\Delta P_{i\hat{\omega},i\hat{i}} + \Delta P_{a\hat{a},2}}{\omega_0} = \frac{123,75 \text{ Â} + 37,125 \text{ Â}}{104,7 \text{ н}^{-1}} = 1,5365 \text{ Í} \cdot \text{н} .$$

Номинальний електромагнітний момент АД:

$$\dot{I}_{a\hat{e},i\hat{\omega},i\hat{i}} = \dot{I}_0 + \dot{I}_{i\hat{i}} = 1,5365 \text{ Í} \cdot \text{н} + 23,6 \text{ Í} \cdot \text{н} = 25,146 \text{ Í} \cdot \text{н} .$$

Номинальні змінні втрати потужності в роторі:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\hat{q},i\hat{i},2} &= \dot{I}_{a\hat{e},i\hat{\omega},i\hat{i}} \cdot \omega_0 \cdot s_{i\hat{i}} = 25,146 \text{ Í} \cdot \text{н} \cdot 104,7 \text{ н}^{-1} \cdot 0,11 = \\ &= 289,6064 \text{ Â} . \end{aligned}$$

Задамося коефіцієнтом завантаження, який відповідає максимальному моменту:

$$k_z = 0,7.$$

Номинальні змінні втрати потужності:

$$\Delta P_{\hat{q},i\hat{i}} = \frac{\Delta P_{i\hat{i}}}{1+k_z^2} = \frac{1,2375 \cdot 10^3 \text{ Â}}{1+0,7^2} = 830,5369 \text{ Â} .$$

Постійні втрати:

$$\begin{aligned} \Delta P_{i\hat{i}\hat{\omega}} &= \Delta P_{i\hat{i}} - \Delta P_{\hat{q},i\hat{i}} = 1,2375 \cdot 10^3 \text{ Â} - 830,5369 \text{ Â} = \\ &= 406,9631 \text{ Â} . \end{aligned}$$

Номинальні змінні втрати потужності в статорі:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\hat{q},i\hat{i},1} &= \Delta P_{\hat{q},i\hat{i}} - \Delta P_{\hat{q},i\hat{i},2} = 830,5369 \text{ Â} - 289,6064 \text{ Â} = \\ &= 540,9306 \text{ Â} . \end{aligned}$$

Активний опір статора:

$$R_1 = \frac{\Delta P_{\hat{q},i\hat{i},1}}{3I_{i\hat{i}}^2} = \frac{540,9306 \text{ Â}}{3 \cdot 7,6 \text{ Â}^2} = 3,1217 \text{ Î} .$$

Максимальний електромагнітний момент:

$$\dot{I}_{\text{дв.л.дв.л.}} = \dot{I}_{\text{max}} + M_0 = 56 \hat{I} \cdot \text{л} + 1,5365 \hat{I} \cdot \text{л} = 57,5365 \hat{I} \cdot \text{л}.$$

Коефіцієнт:

$$b = 3 \frac{U_{\text{дв.л.дв.л.}}^2}{\Delta P_{\text{дв.л.дв.л.}}} s_{\text{дв.л.дв.л.}} - 2R_1 = 3 \frac{(219,3931 \hat{A})^2}{289,6064 \hat{A}^0} 0,11 - 2 \cdot 23,1217 \hat{I} \cdot \text{л} = 48,6034.$$

Опір:

$$Z = 3 \frac{U_{\text{дв.л.дв.л.}}^2}{2\omega_0 \dot{I}_{\text{дв.л.дв.л.}}} - R_1 = 8,8635 \hat{I} \cdot \text{л}.$$

Зведений активний опір ротора:

$$R'_2 = \frac{1}{2} s_{\text{дв.л.дв.л.}} \left(b + \sqrt{b^2 - 4Z^2} \right) = 5,1622 \hat{I} \cdot \text{л}.$$

Індуктивний опір короткого замикання:

$$X_{k0} = \sqrt{Z^2 - R_1^2} = 8,2956.$$

Критичне ковзання:

$$s_k = \frac{R'_2}{Z} = 0,5824.$$

Відношення активних опорів:

$$a = \frac{R_1}{R'_2} = 0,6047.$$

По формулі Клоса електромагнітний момент при номінальному ковзанні:

$$M_{\text{дв.л.дв.л.}} = \frac{2\dot{I}_{\text{дв.л.дв.л.}} (1 + a \cdot s_k)}{\frac{s_{\text{дв.л.дв.л.}}}{s_k} + \frac{s_k}{s_{\text{дв.л.дв.л.}}} + 2a \cdot s_k} = 25,146 \hat{I} \cdot \text{л}.$$

Похибка розрахунку:

$$\Delta m = \frac{M_{\text{дв.л.дв.л.}} - \dot{I}_{\text{дв.л.дв.л.}}}{\dot{I}_{\text{дв.л.дв.л.}}} = 0.$$

якщо не задовольняє змінюємо коефіцієнт завантаження.

Індуктивний опір статора і ротора:

$$X_1 = \frac{1}{2} X_{k0} = 4,1478;$$

$$X_{2'} = \frac{1}{2} X_{k0} = 4,1478.$$

Індуктивність статора і ротора:

$$L_1 = \frac{X_1}{2\pi f_1} = 0,0132 \text{ Гн};$$

$$L'_2 = L_1 = 0,0132 \text{ Гн}.$$

Струм холостого ходу АД:

$$I_0 = I_{i\hat{i}} \left[\sin \varphi - \frac{\eta \cos \varphi}{2\lambda_m} + (\cos \varphi - \eta) \right] = 5,1792 \text{ А}.$$

Втрати в сталі:

$$\Delta P_{\hat{n}\hat{o}} = \Delta P_{i\hat{i}\hat{n}\hat{o}} - (\Delta P_{i\hat{o}\hat{o},i\hat{i}} + \Delta P_{a\hat{i}\hat{a}2}) = 246,0881 \text{ Вт}.$$

Еквівалентний опір втрат в сталі:

$$R_\mu = \frac{\Delta P_{\hat{n}\hat{o}}}{3I_0} = 15,8383 \text{ Ом};$$

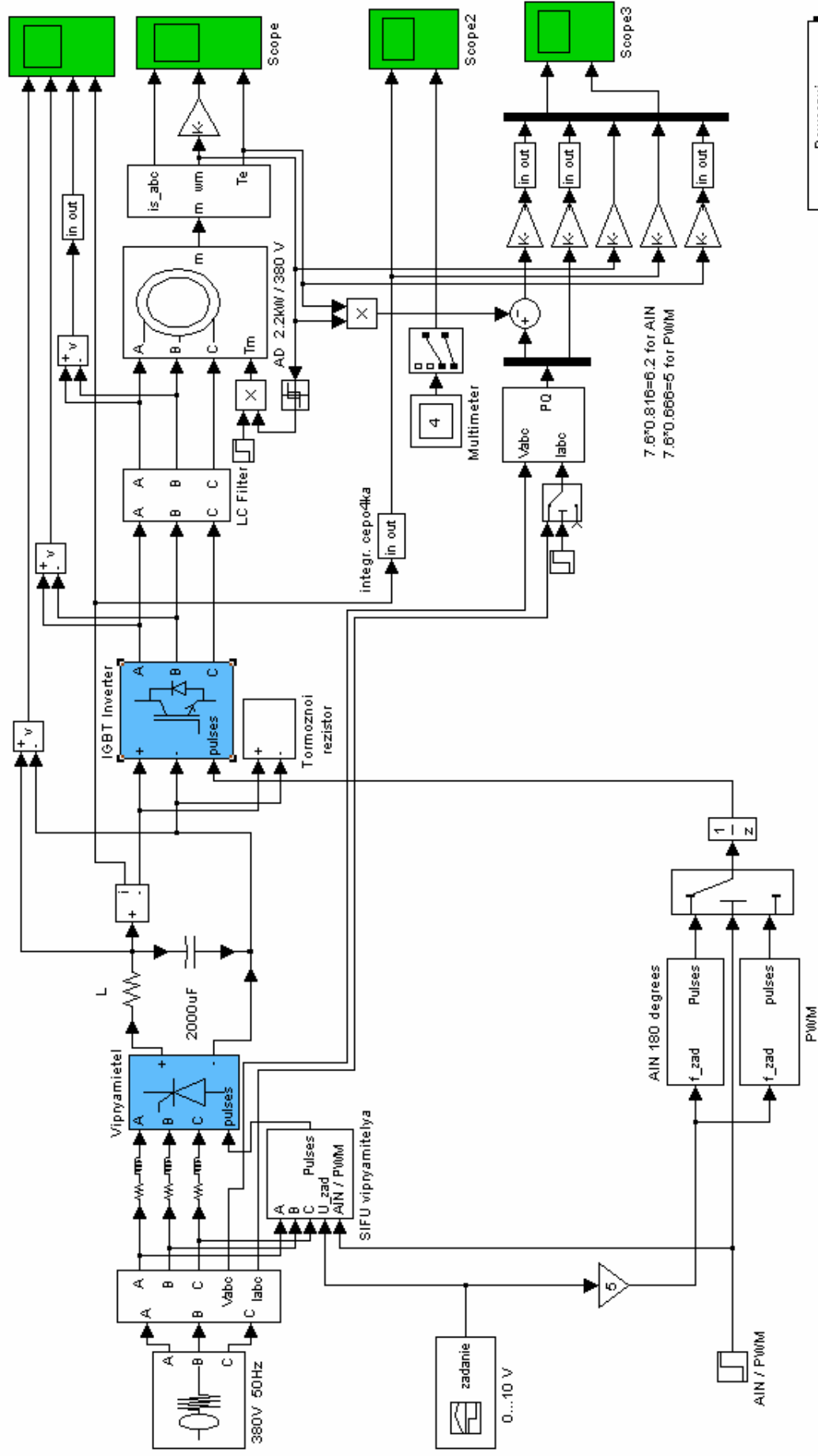
$$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - \left[\frac{(R_1 + R_\mu) I_0}{U_{\hat{o},i\hat{i}}} \right]^2} = 0,8942.$$

Індуктивний опір та індуктивність взаємоіндукції:

$$X_\mu = \frac{U_{\hat{o},i\hat{i}}}{I_0} \sin \varphi_0 - X_1 = 33,7327;$$

$$L_\mu = \frac{X_\mu}{2\pi f_{i\hat{i}}} = 0,1074 \text{ Гн}.$$

Отже використовуючи матеріали даного і першого розділів дипломного проекту складемо модель ПЧ-АД з ШІМ, що складається з керованого випрямляча і інвертора на IGBT-транзисторах в більш явному вигляді (рис. 3.2.):



Powergui
-Discrete,
 $T_s = 5 \times 10^{-6}$ s.

Рисунок 3.2. Модель ПЧ-АД зі скалярною ШІМ в програмному пакеті MatLab 6.5 – Simulink – SimPowerSystems

Розглянемо основні елементи моделі ПЧ-АД зі скалярною ШІМ

(див. рис.3.2.):

Block Parameters: AD 2.2kW / 380 V

Asynchronous Machine (mask) (link)

Implements a three-phase asynchronous machine (wound rotor or squirrel cage) modeled in the dq rotor reference frame. Stator and rotor windings are connected in wye to an internal neutral point. Press help for inputs and outputs description.

You can specify initial values for stator and rotor currents. In the Initial conditions parameter you have the possibility to specify the stator current only :

[s() th(deg) isa, isb, isc(p.u.) pha, phb, phc(deg)]:

Or you can choose to enter the stator and the rotor initial currents:

[s() th(deg) isa, isb, isc(p.u.) pha, phb, phc(deg) ira, irb, irc(pu) pha, phb, phc]:

Parameters

Rotor type: Squirrel-cage

Reference frame: Rotor

Nom. power, L-L volt. and freq. [Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:

[2200, 380, 50]

Stator [Rs(ohm) Lls(H)]:

[3.122 13.3e-3]

Rotor [Rr(ohm) Llr(H)]:

[5.194 13.3e-3]

Mutual inductance Lm (H):

107.7e-3

Inertia, friction factor and pairs of poles [J(kg.m²) F(N.m.s) p()]:

[0.06 0.0 3]

Initial conditions (read the details in the description above)

[1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]

OK Cancel Help Apply

Рисунок 3.3. Параметри асинхронного двигуна в настройках Simulink блок Asynchronous Machine SI Units розділ SimPowerSystems

Block Parameters: IGBT Inverter

Universal Bridge (mask) (link)

This block implement a bridge of selected power electronics devices. Series RC snubber circuits are connected in parallel with each switch device. For most applications the internal inductance should be set to zero.

Parameters

Number of bridge arms: 3

Port configuration: ABC as output terminals

Snubber resistance Rs (Ohms)

5000

Snubber capacitance Cs (F)

inf

Power Electronic device: IGBT / Diodes

Ron (Ohms)

50e-3

Forward voltages [Device Vf(V), Diode Vfd(V)]

[0.0 0.0]

[Tf(s), Tt(s)]

[0.5e-6, 1e-6]

Measurements: Device currents

OK Cancel Help Apply

Рисунок 3.4. Параметри інвертора струму на IGBT-модулях в настройках Simulink розділ SimPowerSystems

ШІМ з необхідною частотою (в моделі 4кГц) реалізується за рахунок стандартного блоку PWM розділ SimPowerSystems.

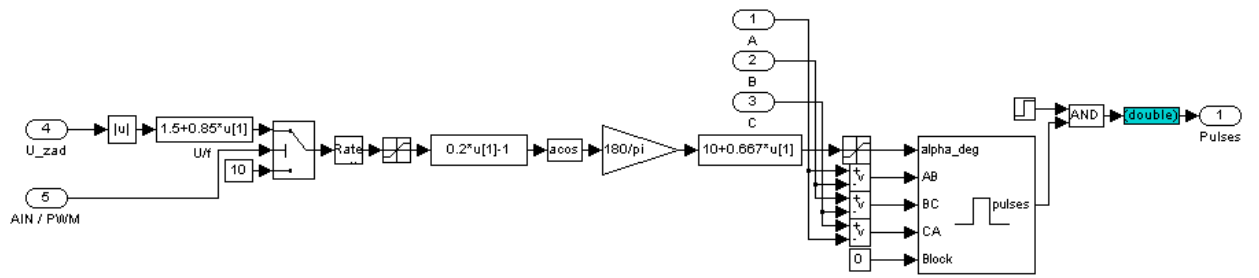


Рисунок 3.5. СІФК випрямляча

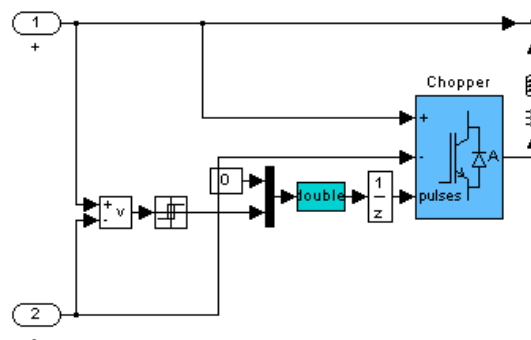


Рисунок 3.6. Розрядний опір

Графіки перехідних процесів розрахованих на приведений моделі показано далі:

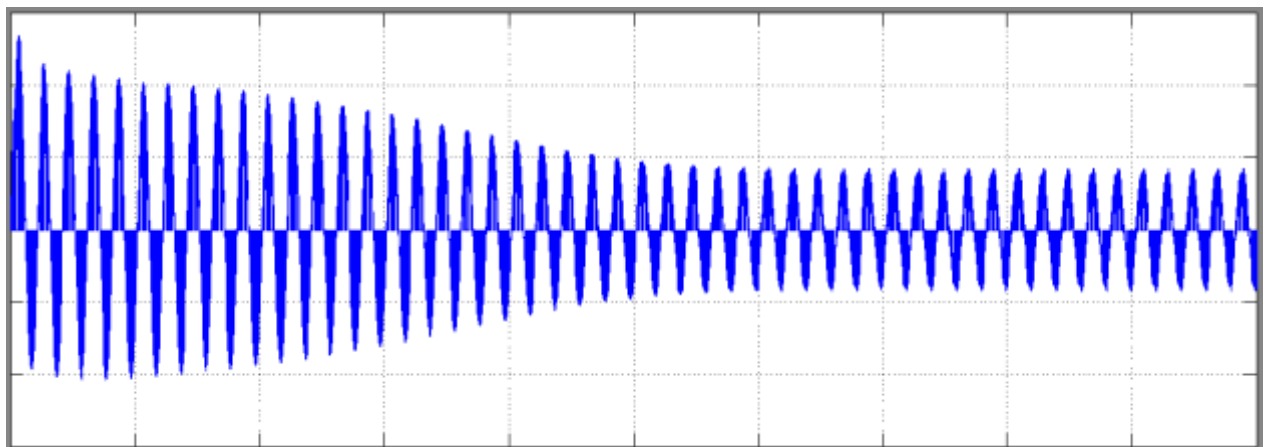


Рисунок 3.7. Графік струму через тиристор керованого випрямляча

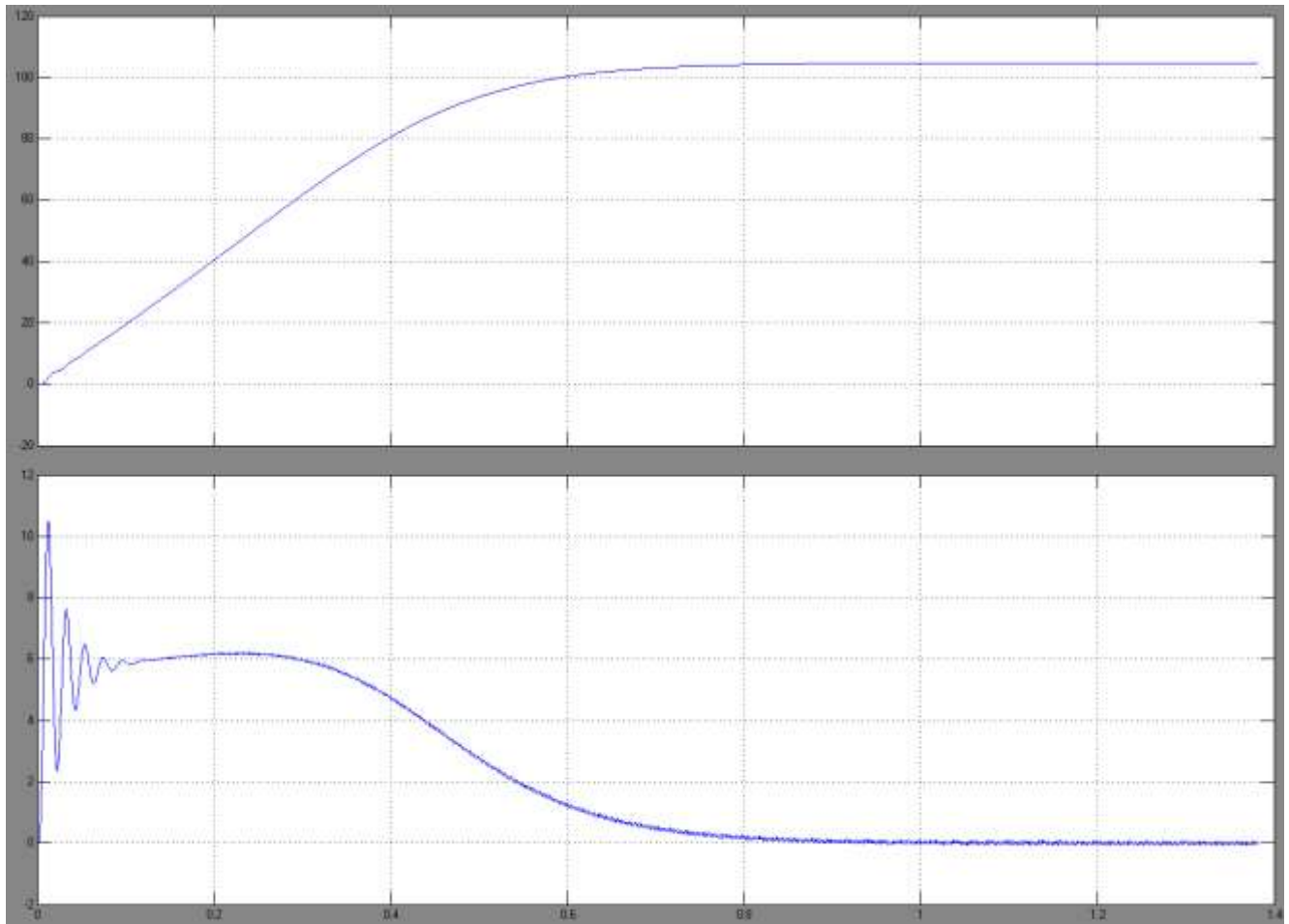


Рисунок 3.8. Графік швидкості $\omega(t)$ і моменту $M(t)$ системи ПЧ-АД з ШІМ.

Момент має досить малий стрибок при пуску і швидкість встановлюється на значенні швидкості холостого ходу тому що моделювання пуску було проведено без навантаження на валу, таке рішення було прийняте через відсутність такого в реальній лабораторній установці. Також була відсутня можливість вимірювати моменту навантаження прикладеного до валу в ході іспитів стенду.

Розглянемо основні режими. В блоці SignalBuilder встановимо наступні настройки:

- 0,03с-0,33с – розгін;
- 0,33с-0,7с – сталий рух;

- 0,7с-0,9с – гальмування;
- 0,9с – реверс;
- 0,9-1,2 – розгін;
- 1,2с-1,5с – сталий рух.

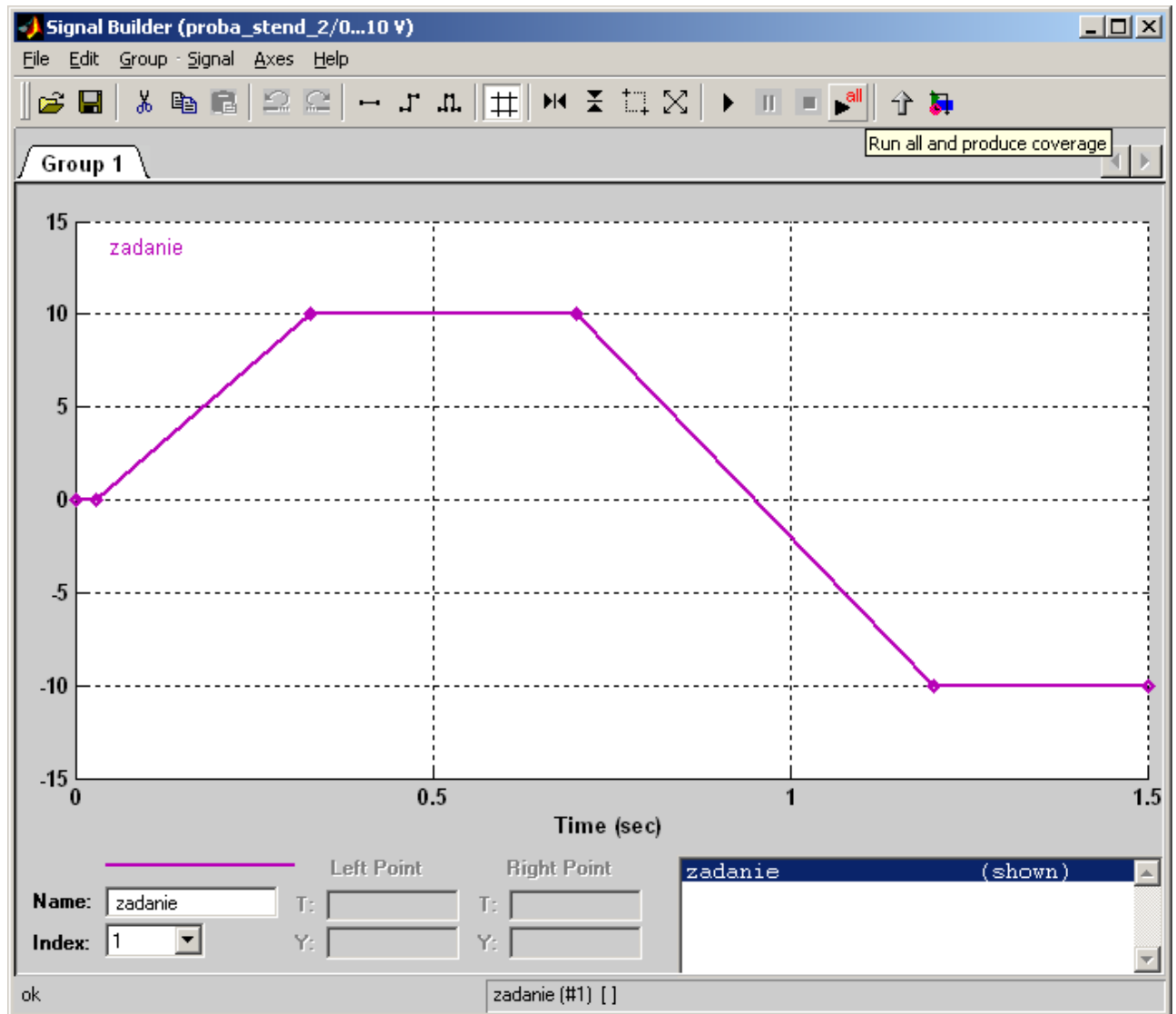


Рисунок 3.9. Сигнал завдання в блоці SignalBuilder (MATLAB/Simulink)

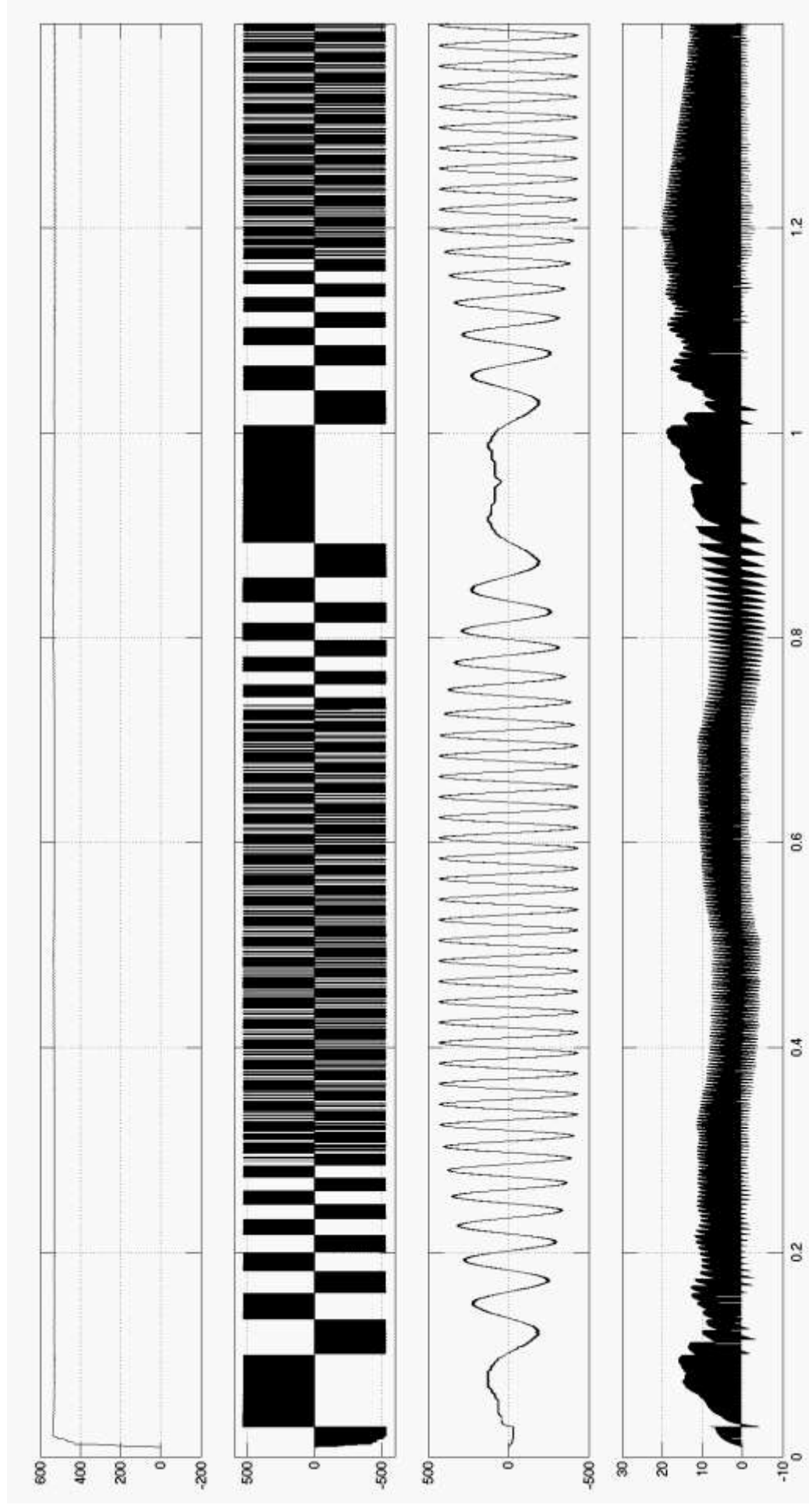


Рисунок 3.10. Напряга в колі постійного струму (графік 1), напруга на виході IGBT-інвертора (графік 2), напруга на виході LC-фільтра (графік 3), струм в колі постійного струму (графік 4)

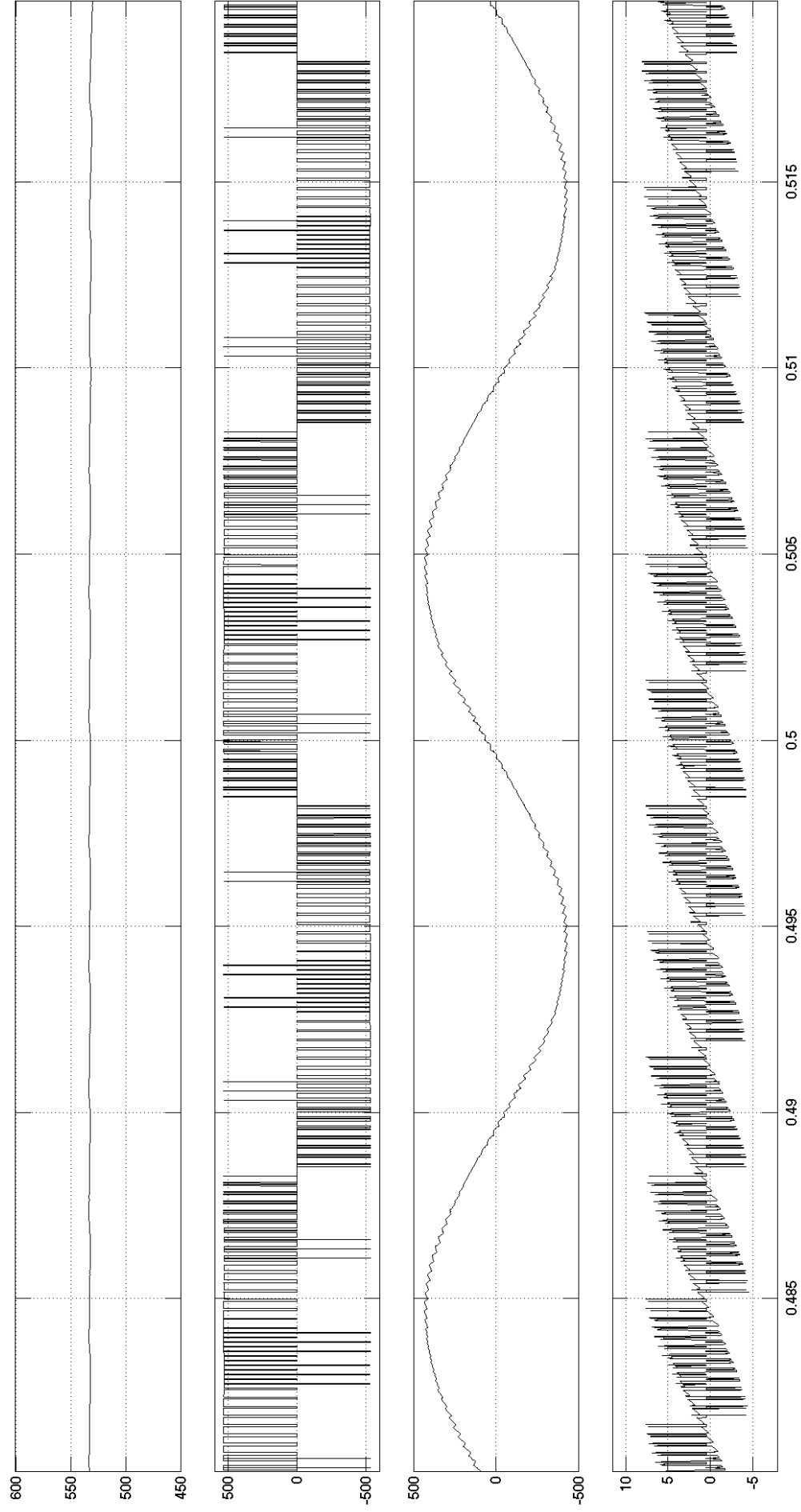


Рисунок 3.1.1. Напруга в колі постійного струму (графік 1), напруга на виході IGBT-інвертора (графік 2), напруга на виході LC-фільтра (графік 3), струм в колі постійного струму (графік 4) в малому масштабі часу

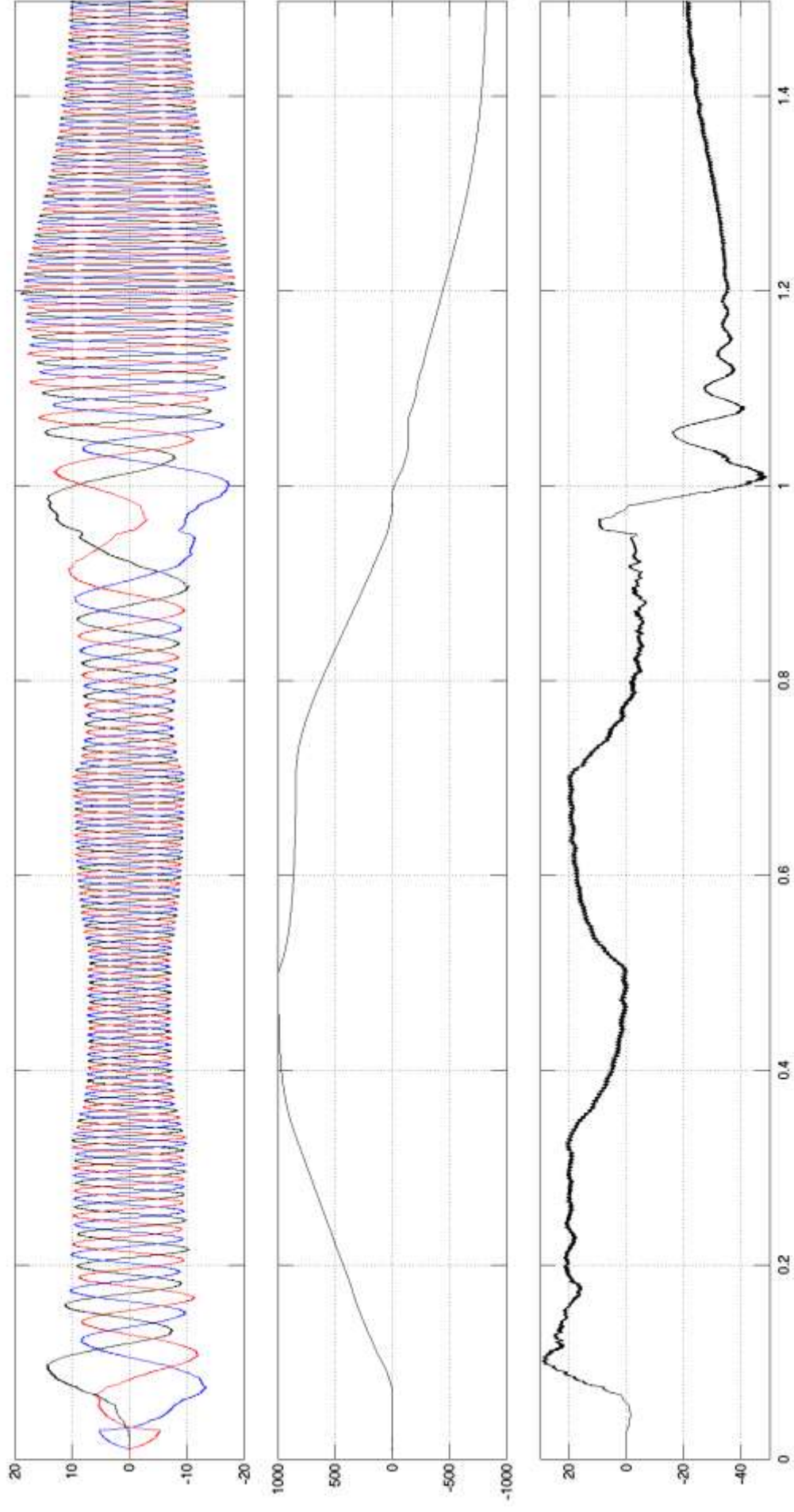


Рисунок 3.12. Струм в статорі (графік 1), швидкість (графік 2), електромагнітний момент (графік 3)

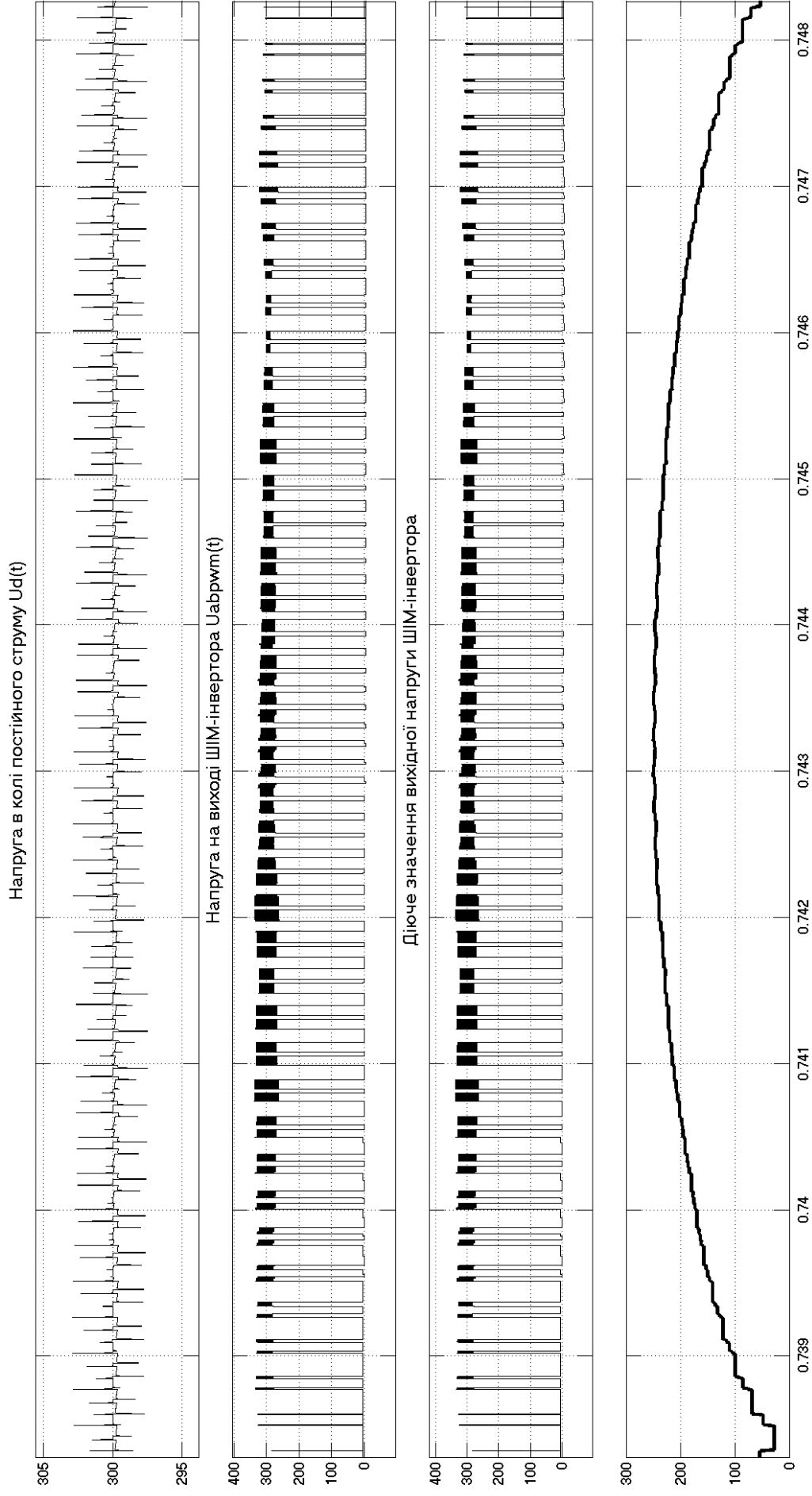


Рисунок 3. 13. Графіки напруги кола постійного струму $U_d(t)$, напруги на виході ШІМ інвертора $U_{abpwm}(t)$ і діючого значення вихідної напруги ШІМ інвертора в малому масштабі часу.

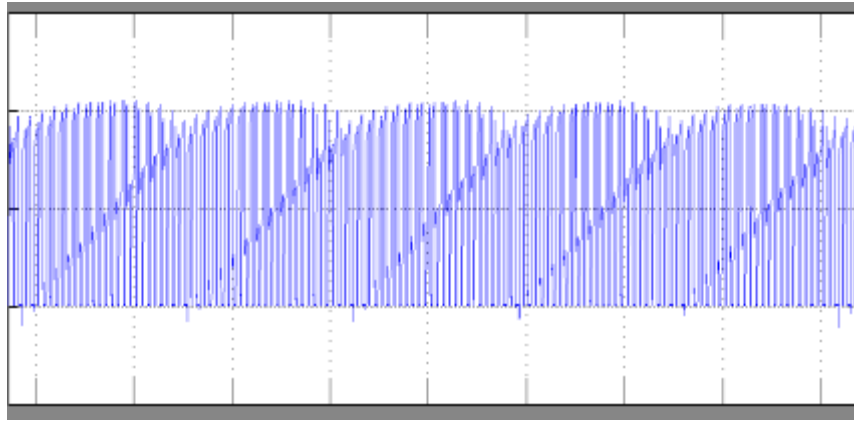


Рисунок 3.14. Графік струму в колі постійного струму $I_d(t)$.

В напрузі кола постійного струму $U_d(t)$ спостерігаються короткочасні викиди і просадки природа яких пояснюється комутацією транзисторів на індуктивно-активне навантаження АД (просадка – відкриття вентиля, викид – розрив кола, закриття). Як видно викиди незначні і не перевищують 5В за амплітудою (див. рис. 3. 13). В реальній же установці вони значно більшої амплітуди.. Як видно викиди незначні і не перевищують 5В за амплітудою. В реальній же установці вони значно більшої амплітуди. На графіках 2, 3 можна спостерігати формування ШІМ, яке збігається з виходом мікроконтролера (див. рис. 2.11).

Висновки

Проведено дослідження динамічних процесів у системі ПЧ-АД з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Встановлено, що графіки струму та напруги, отримані експериментально та в результаті моделювання в програмному пакеті MATLAB, практично збігаються. Хоча деякі відмінності все ж спостерігаються, вони пояснюються використанням ідеалізованих моделей у MATLAB. Експериментальні графіки демонструють наявність перешкод, що виникають через високу частоту широтно-імпульсної модуляції.

ВИСНОВКИ

Вористання двозвенних перетворювачів частоти (ПЧ) із активними випрямлячами та інверторами напруги на IGBT-модулях з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) дозволяє досягти суттєвих успіхів у завданнях енергозбереження в системах автоматизованого електропривода, які відповідають за керування рухом робочих органів технологічних машин і агрегатів.

На сучасному етапі розвитку мікропроцесорної техніки, що забезпечує можливість реалізації складних пристроїв керування для електроприводів, як змінного, так і постійного струму, при достатньому рівні апаратної периферії і знаннях мов програмування низького (assembler) та високого (C, C++) рівнів.

В ході дослідження динамічних процесів, виконаних на персональному комп'ютері та лабораторно-вимірювальному комплексі, було встановлено, що отримані результати значною мірою збігаються. Найпростіші системи керування асинхронними двигунами (АД) дозволяють шляхом зміни параметрів задатчика впливати на показники якості перехідних процесів електромеханічних і електричних координат, а також на енергетичні характеристики електроприводу, включаючи реактивну потужність та загальну електричну потужність втрат.